

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

556387

(43) 国際公開日
2004年11月25日 (25.11.2004)

PCT

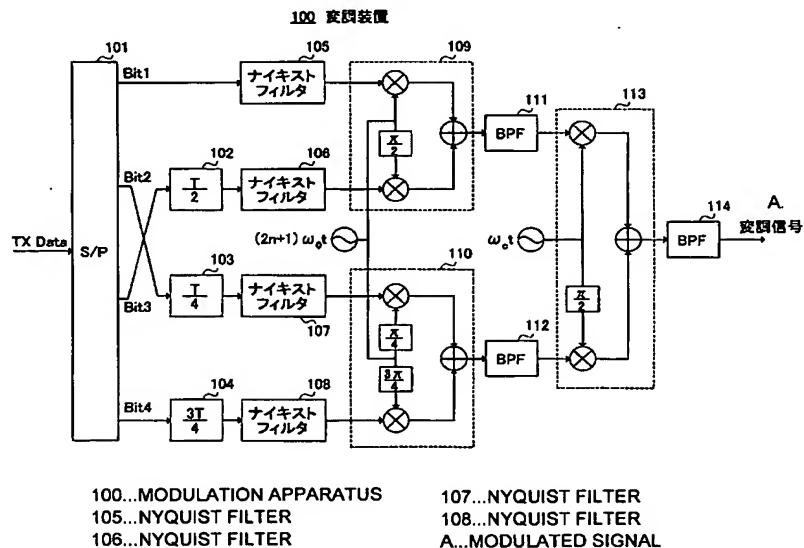
(10) 国際公開番号
WO 2004/102912 A1

- (51) 国際特許分類⁷: H04L 27/18, H04B 14/02 (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/006860
- (22) 国際出願日: 2004年5月14日 (14.05.2004) (72) 発明者; および
- (25) 国際出願の言語: 日本語 (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 太田 現一郎 (OTA, Genichiro). 猪飼 和則 (INOgai, Kazunori).
- (26) 国際公開の言語: 日本語 (74) 代理人: 鷺田 公一 (WASHIDA, Kimihito); 〒2060034 東京都多摩市鶴牧1丁目24-1 新都市センタービル5階 Tokyo (JP).
- (30) 優先権データ:
特願2003-136610 2003年5月14日 (14.05.2003) JP
特願 2003-382985 2003年11月12日 (12.11.2003) JP
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR,

[続葉有]

(54) Title: MODULATION METHOD, MODULATION APPARATUS, DEMODULATION APPARATUS, AND RADIO COMMUNICATION SYSTEM

(54) 発明の名称: 変調方法、変調装置、復調装置及び無線通信システム



(57) Abstract: First and second quadrature modulators (109,110) quadrature modulate Nyquist signals, which have been given delay differences of two and four times the symbol period, respectively, using, as a carrier, a cosine wave having a frequency that is an odd multiple of the basic frequency of Nyquist signal. A third quadrature modulator (113) quadrature modulates the modulated signals obtained by the first and second quadrature modulators (109,110), using a carrier having a predetermined frequency. In this way, a modulated signal can be obtained in which four Nyquist signals are arranged within a single symbol period (T) with no mutual interference.

(57) 要約: 第1及び第2の直交変調器109、110は、それぞれシンボル周期の2/4周期の遅延差が与えられたナイキスト信号同士を、ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する。第3の直交変調器113は、第1の直交変調器109により得られた変調信号と第2の直交変調器110により得られた変調信号とを、所定周波数の搬送波を用いて直交変調

[続葉有]



BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG,

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

変調方法、変調装置、復調装置及び無線通信システム

5 技術分野

本発明は、周波数利用効率を向上させるための変調方法、変調装置、復調装置及び無線通信システムに関する。

背景技術

10 近年、情報処理技術の普及といわゆる I T (Information Technology) 化社会の急速な進展により、情報通信に対する要求と拡大は目覚ましいものがある。社会と社会の間は当然のことながら、さらには個人と社会をつなぐ通信インフラについても、高速化と無線化が望まれている。こうした移動通信に対する一層の需要は、豊富な周波数資源をも枯渇させてしまう。

15 現在、この課題の解決に対して M I M O (MultiInput Multi Output) と呼ばれる自然空間における空間多重通信が研究されている。しかし、時々刻々変化する伝搬環境を利用しての通信高度化は、基地局のみならず個人の持つ端末機器においても多大の信号処理を行う必要があり、消費電力の増大や装置の重厚長大化、しいてはコスト増加を招くものである。したがって本質的な解決方法
20 法としては、ベースバンドにおける変調効率の向上が切望されるところである。

現在の移動通信の変調方式は、いわゆるデジタル通信といわれる直交位相変調を基調とするもので、現在のところ最も高い周波数利用効率を得られるものである。その頂点にあるものが直交位相振幅変調 (Q A M) である。この変調方式を用いて移動環境下で通信を行う場合、高速変動を伴うマルチパスフェー
25 ージングの下では 1 6 Q A M が最大であり、 $4 \text{ b i t} / \text{ s e c} / 2 \text{ H z}$ すなわち $2 \text{ b i t} / \text{ s e c} / \text{ H z}$ が頂点となっている。

この通信を複数のアンテナを用いて複数の伝播経路を用いることにより、可

能な限りの独立性を確保してさらなる周波数利用効率を求める研究がなされている。例えば垂直偏波と水平偏波を用いれば同一の周波数上で別々の情報を送ることが可能なので、それぞれに16QAMを用いれば、理論上は最大で4 bit/sec/Hzの周波数利用効率が達成できる。しかし、反射波や移動
5 環境において垂直偏波と水平偏波の直交性（独立性）を受信側で完全に生かすための信号処理は、これまでの装置を2倍持つ以上に大きな負担となる。

同様にN本のアンテナを用いて、N倍の伝送速度を追求する研究もなされているが、N本の伝搬路の独立性を完全に確保することは困難なことは言うまでもない。

10 したがって時々刻々変化する伝搬環境を利用するのではなく、基本的にはベースバンドにおける変調効率の向上を図ることが先決である。

これまで周波数利用効率を高めた技術基盤はナイキスト理論いわゆる、隣接信号波と直交性の高い（すなわち隣接信号シンボルと干渉性の低い）独立信号波利用技術と、パーシャルレスポンスあるいはウェーブレットといわれる隣接
15 信号波との符号間干渉を低減する技術である。この種の技術として、例えば特開1988-92143号公報に記載されたものがある。

ナイキスト理論の最も代表的な例は、 $\sin(x)/x$ で示される。この信号を表す関数をsinc関数という。sinc関数は、孤立波であるとともに、隣接信号波の信号点においてはゼロクロスになるので、お互いに干渉しない。

20 従来の通信では、 $\sin(x)/x$ のxを、時間軸変数としたものが位相変調（PSK）や直交振幅変調（QAM）であり、周波数軸変数としたものが直交周波数多重通信（OFDM）である。時間軸と周波数軸は物理的には直交するので、これらはさらに一方を一次変調とし他方を二次変調として例えば16QAM-OFDMとすることが可能である。この変調方法は、高い周波数利用
25 効率の維持と移動通信能力の確保を実現するなど、高度の通信効果を得ている。

ここで従来のデジタル変調技術について詳しく説明する。デジタル変調は高い周波数利用効率を実現することが主たる目的の一つである。その技術を

帯域制限技術という。すなわち与えられた周波数帯域幅内で可能が限りの高い情報伝送を実現する技術のことである。アナログ伝送では情報量そのもので変調を行うために冗長であるだけでなく圧縮や高能率化変調を行う余地が少ない。

- 5 デジタル変調の帯域制限技術はナイキストフィルタを用いる方法が代表的である。ナイキストフィルタを用いる方法は、シンボルにナイキスト特性を与えることにより時間軸上の信号（シンボル）間干渉を低減して密度の高いシンボル埋め込みを図る方法である。

- 10 信号間干渉を防ぐにはシンボル区間周期毎にゼロクロスしなければならない。これをナイキスト第1基準という。これを満たすフィルタをナイキストフィルタと呼ぶ。このナイキストフィルタを実現する代表例が、 sinc 関数である。シンボル周期を T とするときの sinc 関数 $h(t)$ は次式で表される。

$$h(t) = \sin(\pi t/T) / (\pi t/T) \dots\dots\dots (1)$$

- 15 デジタルフィルタで、このナイキストフィルタを構成する場合は、ベースバンド入力信号（シンボル）を4倍のオーバーサンプリングで取り込む。

ここで、ナイキストフィルタにより帯域制限される度合いは、ロールオフ率で定められる。ロールオフ率は0から1までの値を取る。例えばロールオフ率が0.5の場合は、所要帯域幅が伝送速度の1.5倍となる。このため周波数利用効率を高めるためには、ロールオフ率を0にすることが望まれる。

- 20 図1は、従来のデジタル直交変調（QPSK）の原理図である。I軸信号は \cos 搬送波上に載せられるので位相ゼロに信号点すなわちナイキスト波の頂点が配置される。Q軸信号は \sin 搬送波上に載せられるので位相 $\pi/2$ に信号点すなわちナイキスト波の頂点が配置される。I軸信号については、情報信号が”1”の場合に上に凸の極性とする図1中のI軸信号（+1）として示した波形位置に配置される。情報信号が”0”または”-1”の場合に下に凸の配置となるので図1中のI軸信号（-1）として示した波形位置に配置される。
- 25

同様にQ軸信号については、情報信号が” 1 ” の場合に上に凸の極性とする
と図 1 中のQ軸信号 (+ 1) として示した波形位置に配置される。情報信号が”
0 ” または” - 1 ” の場合に下に凸の配置となるので図 1 中のQ軸信号 (- 1)
として示した波形位置に配置される。

- 5 従来の方法ではナイキスト波形が完全にシンボル期間 T の間に 1 つとなっ
ている。これはNRZ (non-return-to-zero) 信号のナイキスト信号化を行っ
ているためであり、ナイキスト波の縁部分すなわち図 1 で示せば I 軸信号(+
1)の場合に位相 π の位置では Null となるものの、電位として Null すなわち
ゼロ電位になるわけではない。このため、OFDMのように隣接シンボルを π
10 位置に配置できない。

- その状態を図 2 に示す。図 2 は直交変調の I 軸信号のみに着目したものであ
る。ナイキスト理論からすれば、位相間隔 π 毎にシンボルを配置できるはずで
あるが、ナイキスト波の Null 点はゼロではなく” - 1 ” となっている。この
ため、後続の隣接シンボルのナイキスト波と完全に干渉してしまうことになり、
15 合成値がゼロになってしまう。すなわち、ナイキスト理論から見た π 位相への
シンボル配置は不可能なのである。

以上が、従来のデジタル変調方式の現状であり、周波数利用効率の向上を
押し止める原因である。

- 上述したように従来提案されている変調方式は、ほぼ共通して I - Q 平面上
20 に築かれたものである。この平面は 2 次元である。したがって基本的には多値
化しないかぎり 1 シンボル期間内に送ることができる情報は 2 ビットであ
る。そして現在のところ、高速移動の環境下では 16QAM が實際上最も周波
数利用効率の良い変調方式となっている。しかしながら、限られた周波数資源
のもとで、さらに多くの情報を伝送するためには、一段と周波数利用効率の良
25 い変調方式の実現が望まれる。

本発明の目的は、従来の変調方式よりも周波数利用効率を向上させることができる変調方法、変調装置、復調装置及び無線通信システムを提供することである。

この目的は、第1の入力シンボルのナイキスト信号と、このナイキスト信号
5 に対して前記入力シンボルのシンボル周期の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差を与えた第2の入力シンボルのナイキスト信号とを、前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調することにより達成される。

10 図面の簡単な説明

図1は、従来のデジタル直交変調 (QPSK) の原理説明に供する図；

図2は、従来の直交変調のシンボル配置とナイキスト理論から新たにシンボルを考えるべき位置とを示す図；

図3は、本発明により新たなシンボルが加わった場合のコンスタレーション
15 例を示す図；

図4は、ナイキスト波の多重とシンボル期間を示す図；

図5は、本発明によるQPSK環の置き方を示す図；

図6は、本発明の基本となる変調波の信号配置と方法を示す図；

図7は、搬送波によるナイキスト波の変調の説明に供する波形図；

20 図8は、搬送波の周波数をシンボル周期の奇数倍に設定すれば $T/2$ 点で干渉が生じないことを示す波形図；

図9は、ナイキスト波形を用いればI軸及びQ軸でシンボル区間内に2ビットを送れることを示す図；

図10は、I軸、Q軸それぞれにナイキスト信号を π 間隔で挿入した場合を
25 示す図；

図11は、本発明におけるI軸とQ軸への各々への新たなシンボルの挿入位置を示す図；

図 1 2 は、本発明の実施の形態 1 に係る変調装置の構成を示すブロック図；

図 1 3 は、実施の形態 1 の変調装置により得られる変調信号の波形を示す波形図；

図 1 4 は、本発明の実施の形態 1 に係る復調装置の構成を示すブロック図；

5 図 1 5 (a) は、ナイキスト成形後の入力シンボルの波形を示す図；

図 1 5 (b) は、1 次変調用搬送波を示す波形図；

図 1 5 (c) は、実施の形態 1 の変調装置によって、図 1 5 (b) の 1 次変調用搬送波を図 1 5 (a) の入力シンボルで変調したときの 1 次変調波形を示す波形図；

10 図 1 6 (a) は、実施の形態 1 の変調装置により得られる 2 次変調波の包絡線を示す図；

図 1 6 (b) は、実施の形態 1 の変調装置により得られる 2 次変調波のスペクトルを示す図；

図 1 7 は、実施の形態 1 の変調装置により得られる変調信号と、従来の Q P S K、1 6 Q A M との通信品質を比較したシミュレーション結果を示す図

図 1 8 は、実施の形態 2 の変調装置の構成を示す図；

図 1 9 は、実施の形態 2 の復調装置の構成を示す図；

図 2 0 は、実施の形態 3 の変調装置の構成を示す図；

図 2 1 は、実施の形態 3 の復調装置の構成を示す図；

20 及び

図 2 2 は、実施の形態 4 の変調装置の構成を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

25 (実施の形態 1)

先ず、本発明に至った過程と本発明の原理について説明する。

本発明の発明者らは、もし I - Q 平面上に 4 次元空間を構築できれば、1 シ

ンボル期間内に送ることができる情報は4ビット（QPSKの場合）となり、周波数効率は2倍に改善されると考えた。

但し、複数のQPSK環をI-Q平面上に置くことは不可能なので、図3に示すように、少なくとも第3の軸をI-Q平面上に直交して設ける必要がある。

- 5 ここで必要となるのは当然のことであるが、どのような物理量で新たな軸を作るのかということである。本発明では、第3の軸（Z軸）を位相次元として考えることとした。

- ここでQPSK環を1シンボル期間内に2基収容することは、すなわちI軸上にナイキスト波を2個配置することを意味する。図4はこれを示したものである。ナイキスト波は2シンボル期間で主要な部分が構成され、その直交性はシンボル期間T毎に得られる。したがって1シンボル期間内に2箇所の直交性を確立するためには、図4（b）に示すようにシンボル期間を1/2に短縮することが不可欠である。従来の方
10 法でこれを実現しようとする
と、周波数帯域幅は2倍を要することとなり、周波数利用効率の向上につなげるための方法は
15 SSB（Single SideBand）化が想起されるのみであった。

本発明は、このような考察に基づいてなされたもので、1シンボル期間内に2個のナイキスト波を収容する方法（以下これを dual QPSK 方式と呼ぶ）を提供するものである。

- 20 まず、本発明の dual QPSK 方式におけるQPSK環の置き方について説明
する。dual QPSK 方式は位相間多重を図ったものであり、Z軸を位相変調の位相差成分と定義すると、図5のような配置（但し図5は $\pi/2$ -offset dual QPSKを示す）となる。

- 図6に、本発明による dual QPSK 方式の基本的な考え方を示す。この図を見て容易に理解できるように、実施の形態の方式は独立した包絡線を4個保有
25 する。あたかも搬送波を構成する解析信号による円筒の上に独立した4基のナイキスト波包絡線を貼り付けたようなモデルとなる。1シンボル期間内に4基のナイキスト波を収容するためにそれぞれのシンボル点は90度毎に差をつ

けて配置する。

図4に戻って説明する。1シンボル期間内でナイキスト波を2個配置すると、図4(a)に示すようにシンボル間干渉が発生するため従来はナイキスト波を点 $T/2$ に配置していない。本発明の発明者らは、ナイキスト波に特定の搬送波周波数において変調を施せば、シンボル間干渉が回避できることを見出して、本発明に至った。

図7を用いて、本発明による dual QPSK 方式を具現化する基本的考えを示す。図7(a)、(b)はともにシンボル周期 T のナイキスト波に周期 $2T$ のコサイン波を乗算(変調)したものを重ねて示したものである。この図からも明白なとおり、変調後の波形もナイキスト波であることが分かる。ただし、周期は元のナイキスト波の $1/2$ となる。これを数式で示すと、ナイキスト波は sinc 関数で表せるので、シンボル周期 T のナイキスト波と周期 $2T$ の搬送波(コサイン波)の積は、次式のようになる。

$$\frac{\sin \frac{\pi}{T}}{\frac{\pi}{T}} \times \cos \frac{\pi}{T} = \frac{\sin \frac{\pi}{T} \times \cos \frac{\pi}{T}}{\frac{\pi}{T}} = \frac{\sin \frac{2\pi}{T}}{\frac{2\pi}{T}} = (\sin c(\frac{2\pi}{T})) \quad \dots\dots\dots (2)$$

(2)式からも分かるように、積(変調出力)も sinc 関数であり周期は $T/2$ となる。このため、変調後の信号同士を加え合わせても相互の干渉は生じない。図7(c)は、合成した際の波形を示している。

このように、コサイン波(搬送波)を、互いにシンボル周期の $1/4$ の整数倍の遅延差を与えた2つのナイキスト信号に乗算することが本発明の第1の要件である。これにより、コサイン波を乗算した後の(すなわち変調後の)2つのナイキスト信号は、互いに干渉しなくなる。

ただし、周期 $2T$ の搬送波は、変調後にDC(直流)領域を含むので搬送波周波数を高める必要がある。しかしながら単純に搬送波周波数を高めると、ナイキスト波のシンボル点が互いに干渉してしまう。

本発明の第2の要件は、前記コサイン波(搬送波)の周波数をナイキスト信

号の基本周波数の奇数倍に設定することである。つまり、乗算するコサイン波（搬送波）の周期を $2T / (2n + 1)$ とする。図 8 に、ナイキスト波形に、周期が $2T / (2n + 1)$ の搬送波を乗じた場合の波形を示す（ $n = 0, 1, 2$ の例）。図 8 から明らかなように、本発明のように $2T$ を基本周期とする
5 奇数次高調波を用いれば、 $T / 2$ ごとに配置したナイキスト波のシンボル点を干渉させずに済むことができるようになる。因みに図 8 は、搬送波の周期を $2T$ 、 $2T / 3$ 、 $2T / 5$ にしたもの示している。

すなわち本発明の骨子は、第 1 の入力シンボルのナイキスト信号と、このナイキスト信号に対して入力シンボルのシンボル周期の $1 / 4$ の整数倍の遅延
10 差をもった第 2 の入力シンボルのナイキスト信号とを、ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する直交変調器を設けることである。このような直交変調器を設けるようにすれば、二重の直交変調を行った場合でもナイキスト信号同士を干渉させずに、4 つのナイキスト信号を 1 シンボル期間内に配置することができ、同一周波数帯
15 域内に従来の 2 倍のシンボルを収めることができるようになる。

さらに別の見方で本発明の原理を説明する。図 9 は、ナイキスト波形を用いれば、I 軸及び Q 軸でシンボル区間内に 2 ビットを送れることを示している。I 軸と Q 軸は、直交変調上では $\pi / 2$ の位相差を持つことは周知のとおりである。

20 図 10 は、従来の I 軸と Q 軸による 2 次元への信号対応（コンスタレーション）を超えて、本発明による新たな 2 軸が加わって 4 次元空間をもたらすことを示すものである。因みに、図 10 中の I 軸（負）、Q 軸（負）、S 軸（負）、T 軸（負）の 4 つの軸は互いに独立であり、これらで構成されるコンスタレーションは 4 次元となる。また図 10 中の点線は、1 次変調を行うことでもう一つずつシンボルを置くことができることを示している。図に示すように、I 軸、
25 Q 軸それぞれにナイキスト信号を π 間隔で挿入する。このとき、従来からの位相点と新たな位相点との間にはナイキスト信号の直交性はなく、すなわち相手

側の信号点に対して Null となることは保証されない。

そこで本発明では、図 7 に示したように、この新たな位相点へのシンボル配置を可能とするために、従来のシンボルと新たなシンボルを単純に加えるのではなく、コサイン波（搬送波）を乗算することで直交性を与える。さらに上述
5 したように、コサイン波（搬送波）をナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数とすることで、帯域が広がることを抑制する。

図 11 は、本発明における I 軸と Q 軸への各々への新たなシンボルの挿入位置を示した図である。この図からも分かるように、本発明では π の位相差関係にある 2 信号を直交変調する。換言すれば、本発明は 2 重の直交変調を行うも
10 のである。

図 12 に、本発明の実施の形態 1 に係る変調装置の構成を示す。変調装置 100 は無線通信システムの送信側に設けられている。変調装置 100 は 4 系統のデータ信号（入力シンボル）Bit 1、Bit 2、Bit 3、Bit 4 に対してシンボル区間 T を 4 等分の 1 ずつした遅延差を付加する遅延器群 102、
15 103、104 と、シンボル区間 T の $1/2$ の遅延差を持つ信号同士を入力とする 2 群の第 1 及び第 2 の直交変調器 109、110 と、その出力を入力とする第 3 の直交変調器 113 とを有し、4 系統の情報に対して 2 段構えの直交変調を施して 2 重の QPSK 処理を施すようになっている。

変調装置 100 は送信データ (TX Data) をシリアルパラレル変換回路
20 (S/P) 101 により 4 系列に並列化する。次に並列化したビット Bit 1、Bit 2、Bit 3、Bit 4 に対して、遅延器 102、103、104 によって、シンボル周期 T の $1/4$ である $T/4$ の遅延差を付加する。これにより、シンボル区間内の 4 等分の位相点にシンボルが配置される。つまり、位相ゼロ、位相 $\pi/2$ 、位相 π 、位相 $3\pi/2$ の位置に配置される。

25 変調装置 100 は、遅延処理後の 4 信号をそれぞれナイキストフィルタ 105、106、107、108 により成形し、 $T/2$ の遅延差関係（つまり位相差 π の関係）にある 2 信号同士の 2 組に分けて、第 1 の直交変調器 109 及び

第2の直交変調器110に入力させる。

第1の直交変調器109はナイキスト信号を周期 $2T/(2n+1)$, (n :整数)の搬送波で一次変調することにより、入力した2信号を合成する。同様に、第2の直交変調器110はナイキスト信号を周期 $2T/(2n+1)$,

5 (n :整数)の搬送波で一次変調することにより、入力した2信号を合成する。

このようにして得られた2系統の変調信号は、バンドパスフィルタ(BPF)111、112に入力される。バンドパスフィルタ111、112は、一次変調により発生したイメージ信号及びスプリアス成分を除去し、フィルタリング後の信号を第3の直交変調器113に送出する。

10 第3の直交変調器113は、入力された2系統の変調信号を高次周波数(ω_c)で直交変調する(2次変調)。第3の直交変調器113から出力される2次変調後の信号は、バンドパスフィルタ114によりイメージ信号及びスプリアス成分が除去された後に、無線伝搬路に送出される。

かくして、変調装置100により、4本の入力信号情報が1シンボル期間内に
15 に90度ずつの差をもつナイキスト波として収容された変調信号が得られる。図13にその概念図を示す。I軸信号上に $T/2$ 差で収容した2信号のナイキスト合成波があり、Q軸信号上にI軸とは $T/4$ の差でスタートするナイキスト合成波がある。シンボル周期 T の $1/4$ の時間差で並ぶ時刻 t_1, t_2, t_3, t_4 の包絡線上に4信号の信号点が表現される。

20 図14に、変調装置100によって形成された変調信号を復調する復調装置200の構成を示す。復調装置200は、無線通信システムの受信側に設けられている。復調装置200は変調信号を第1の直交復調器201に入力する。第1の直交復調器200は入力した変調信号を高次周波数(ω_c)で直交復調することにより、第1及び第2の復調信号を得る。

25 この2系統の復調信号は、バンドパスフィルタ202、203を介して第2及び第3の直交復調器204、205に入力される。第2及び第3の直交復調器204、205は、それぞれ、周期 $2T/(2n+1)$, (n :整数)の搬

送波で入力信号を直交復調する。

そして第2及び第3の直交復調器204、205から出力された4系統の復調信号は、ナイキストフィルタ206、207、208、209及びシンボル区間Tを4等分の1ずつした遅延差を付加する遅延器群210、211、212を介して復調ビットBit1、Bit2、Bit3、Bit4とされる。復調ビットBit1、Bit2、Bit3、Bit4はパラレルシリアル変換回路(P/S)213により直列化され、これにより受信データ(RXout)が得られる。

このように復調装置200を用いれば、変調装置100により変調された信号を良好に復調して元の変調前のビットを復元することができる。

次に、図12に示す変調装置100を送信側に設け、図14に示す復調装置200を受信側に設けた無線通信システムの、変調動作の確認とAWGN環境下でBERのシミュレーションを行ったので記載する。

本発明で重要なことは、ナイキスト波をシンボル周期の1/2に配置できるかどうかにある。これは1次変調において確認するものである。図15にこれを確認するためのシミュレーション結果を示す。図15(a)はシンボル入力(ナイキスト成形後)を示し、図15(b)は1次変調用搬送波を示し、図15(c)は1次変調出力信号を示す。因みに、これらはI軸またはQ軸の一方に相当する。図15(a)のナイキスト入力と図15(c)の1次変調出力を見ると、ナイキスト波の信号点が確実に表現されていることが分かる。

図16に、2次変調出力波とその帯域幅を示すスペクトルを示す。2次変調においては直交変調によりI軸成分とQ軸成分が合成され4種類の包絡線が合成されたものとなる(図16(a))。またスペクトル(図16(b))からは帯域幅が1Hzであることが分かる。入力のシンボル周期は1sec(ナイキスト波周期:0.5Hz)としてシミュレーションを行ったので、変調により両側波が発生して1Hz/-3dBとなっていることは理論が正しいことを示している。

次に、本発明の変調方式の通信品質が16QAMより優れていることが周波数利用効率改善の大前提となる。図17に、AWGN環境下でのBER対S/Nのシミュレーション結果を示す。このシミュレーション結果から、本発明の変調方式はQPSKとほぼ同等のBERを示し、同等の伝送速度をもつ16QAMに対しては 10^{-2} 点でも4dB以上のS/N特性を示す優れたものであることが分かる。

かくして本実施の形態によれば、それぞれシンボル周期の $1/2$ ($2/4$)の遅延差をもつナイキスト信号同士を入力し、入力したナイキスト信号をナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する第1及び第2の直交変調器109、110と、第1の直交変調器109により得られた変調信号と、第2の直交変調器110により得られた変調信号とを所定周波数の搬送波を用いて直交変調する第3の直交変調器113とを設けたことにより、帯域幅を広げることなく、従来の2倍のシンボルを収容した変調信号を形成し得る変調装置100を実現できる。

15 (実施の形態2)

上述した実施の形態1では、1シンボル期間に伝送できる情報量が4ビットであった。これは従来の16QAMに匹敵するものである。他方、従来の変調方式では64QAMなどのさらに多値化を図った方式がある。この実施の形態では、変調方式による更なる高能率化を行い、従来の多値化に対応する方法を提案する。

図18に、本発明の実施の形態2による変調装置の構成を示す。図18では、図12との対応部分には同一符号を付し、その部分についての説明は省略する。変調装置300は送信データ(TXData)をマッピング処理部301に入力する。マッピング処理部301は送信データ(TXData)に対して並列化処理と誤り訂正符号化を主とするマッピング処理を施す。マッピング処理部301は、処理後の1ビット目と2ビット目を加算器302に、3ビット目と4ビット目を加算器304に、5ビット目と6ビット目を加算器303に、7

ビット目と8ビット目を加算器305に送出する。

各加算器302～305は、入力した2ビットの信号を加算することにより2ビットの信号をまとめる。加算器302の出力はナイキストフィルタ105に送られ、他の加算器303～305の出力は遅延器102～104を介して
5 ナイキストフィルタ106～108に送られる。これにより、各ナイキストフィルタ105～108から出力されるナイキスト信号は1波で2ビット分の情報をもつようになる。続く処理は、図12と同様である。

図19に、変調装置300によって形成された変調信号を復調する復調装置400の構成を示す。復調装置400は無線通信システムの受信側に設けられて
10 いる。なお図19では、図14との対応部分には同一符号を付し、その部分についての説明は省略する。復調装置400は、ナイキスト信号をアナログデジタル変換するアナログデジタル変換器(A/D)401～404を有することと、デマッピング処理部405を有することを除いて、図14の復調装置200と同様の構成でなる。

15 各アナログデジタル変換回路401～404は、ナイキストフィルタ206～209から出力されるナイキスト信号を閾値判定することにより、2ビット分の情報を得る。デマッピング処理部405は、入力した8系統のビットに対して、直列化処理と誤り訂正復号化処理を主とするデマッピング処理を施すことにより、受信データ(RXout)を得る。

20 かくして本実施の形態によれば、実施の形態1の構成に加えて、ナイキスト信号自体を多値化したことにより、実施の形態1と同一周波数帯域内で実施の形態1の2倍のデータを伝送できるようになり、さらなる周波数利用効率の向上が可能となる。

(実施の形態3)

25 図12に示した実施の形態1ならびに図18に示した実施の形態2においては、並列信号とした送信データをシンボル区間内の4等分の位相点にシンボル配置した後、すなわち位相ゼロ、位相 $\pi/2$ 、位相 π 、位相 $3\pi/2$ の位置

に置いた後に一次変調で位相ゼロと位相 π のシンボルを直交変調し、同時に位相 $\pi/2$ と位相 $3\pi/2$ のシンボルを直交変調した。すなわち位相差 π （すなわちシンボル周期の $1/2$ の遅延差）をもつシンボル信号を一次変調した。

この結果、受信側では第1段階で位相差 $\pi/2$ の直交復調を行うことになるが、動的変化の激しい環境下での直交復調は、位相差 π の復調よりも位相間誤差が大きくなる可能性が高く、符号間干渉や伝送上のひずみに弱いと考えられる。このためこの実施の形態では、第1、第2の直交変調では位相差 $\pi/2$ （すなわちシンボル周期の $1/4$ の遅延差）の関係にあるシンボル同士を扱うものとする。

10 図18との対応部分に同一符号を付して示す図20に、本発明の実施の形態3による変調装置500の構成を示す。前述の通り、第1及び第2の直交変調器501、502では、シンボル周期の $1/4$ の遅延差を有するナイキスト信号を入力して位相差 $\pi/2$ の通常の直交変調を行うので、用いる搬送波周波数は ω_c とする。他方、第3の直交変調器503では位相差 π での合成を行うので、用いる搬送波周波数は $(2n+1)\omega_o$ とする。この場合、 $(2n+1)\omega_o$ によるシンボル半周期点での干渉軽減効果を確実なものとするためには ω_c を ω_o の偶数倍の周波数とすべきである。

図19との対応部分に同一符号を付して示す図21に、本発明の実施の形態3による復調装置600の構成を示す。復調装置600は受信側に設けられ、送信側に設けられた変調装置500により変調されて送信された変調信号を復調する。

復調装置600は、第1の直交復調器601で用いる搬送波周波数を $(2n+1)\omega_o$ とする。他方、第2及び第3の直交復調器602、603では位相差 $\pi/2$ の通常の直交復調を行うので、用いる搬送波周波数は ω_c とする。

25 かくして、本実施の形態の変調方式によれば、実施の形態1や実施の形態2の効果に加えて、一段と符号間干渉や伝送上のひずみに強い変調方式を実現できる。

なおこの実施の形態では、シンボル周期の $1/4$ 周期の遅延差を有するナイキスト信号同士を所定の搬送波周波数 ω_c で一次変調し、一次変調により得られた 2 系統の信号をナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて二次変調する場合について述べたが、遅延差は

5 $1/4$ 周期に限らず $3/4$ 周期でもよく、要はシンボル周期の $1/4$ 周期の奇数倍の遅延差を有する信号同士を一次変調すればよい。

(実施の形態 4)

この実施の形態では、ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する直交変調器を別の構成にて実

10 現した場合について説明する。基本的な原理は、実施の形態 1 ～ 3 と同様である。

図 1 2 との対応部分に同一符号を付して示す図 2 2 において、本実施の形態の変調装置 700 は、一次変調を行う第 1 及び第 2 の変調器としてシフトレジスタ 701、702 を有する。変調装置 700 は、各シフトレジスタ 701、

15 702 に入力される 2 系統のナイキスト信号のうち一方の極性をインバータ 703、704 により反転させる。この実施の形態の場合、Bit 3 と Bit 4 の極性を反転させる。

これにより、変調装置 700 は、I 軸の正信号 Bit 1、I 軸の負信号 Bit 3 を得ると共に、Q 軸の正信号 Bit 2、Q 軸の負信号 Bit 4 を得るよう

20 になっている。

こうして得られた I 軸の正信号 Bit 1、I 軸の負信号 Bit 3 はシフトレジスタ 701 に入力されると共に、Q 軸の正信号 Bit 2、Q 軸の負信号 Bit 4 はシフトレジスタ 702 に入力される。

シフトレジスタ 701 は、I 軸の正信号 Bit 1、I 軸の負信号 Bit 3 に

25 間にゼロを挿間しながら順次シンボル周期の奇数倍のクロックで出力する。同様に、シフトレジスタ 702 は、Q 軸の正信号 Bit 2、Q 軸の負信号 Bit 4 に間にゼロを挿間しながら順次シンボル周期の奇数倍のクロックで出力す

る。

つまり、シフトレジスタ 701、702 は、それぞれ、シンボル周期の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差をもつナイキスト信号同士を入力し（この実施の形態の場合、シンボル周期の $1/2$ ）、入力したナイキスト信号をナイキスト信号
5 のもつ基本周波数の奇数倍の周波数で交互に出力する。

この処理は、第 1 の入力シンボルのナイキスト信号と、このナイキスト信号に対して入力シンボルのシンボル周期の $1/4$ 周期の整数倍だけ遅延差をもった第 2 の入力シンボルのナイキスト信号とを、ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調すること
10 に相当する。

なおシリアルパラレル変換器 (S/P) 101、シフトレジスタ 701、702、直交変調器 113 はそれぞれ、独立のクロック信号を生成するクロック生成部 705 からのクロック信号により動作するようになっている。

この結果、バンドパスフィルタ 114 からは図 6 に示すような I 軸及び Q 軸
15 がそれぞれに独立に 2 ビットのシンボルを持った変調出力が得られる。

本発明は、上述した実施の形態に限定されずに、種々変更して実施することができる。

本発明の変調方法の一つの態様は、第 1 の入力シンボルと第 2 の入力シンボルを直交変調する変調方法であって、第 1 の入力シンボルのナイキスト信号と、
20 このナイキスト信号に対して前記入力シンボルのシンボル周期の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差を与えた第 2 の入力シンボルのナイキスト信号とを、前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調するようにする。

この方法によれば、入力シンボル周期 T の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差のある
25 第 1 及び第 2 のナイキスト信号を、コサイン波（搬送波）を用いて直交変調するので、第 1 及び第 2 のナイキスト信号を互いに干渉させることなく、入力シンボルの 1 シンボル期間 T 内に収めることができるようになる。但し、これ

だけでは、直流成分をもつようになるので、2次変調を行うと周波数帯域幅が結局2倍に広がってしまう。そのため上記コサイン波をナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍に選定した。この結果、 $T/2$ ごとにナイキスト波のシンボル点を互いに干渉させることなく配置することができる。すなわち $T/2$ ごとに、一方のナイキスト波が最大となるととき他方のナイキスト波がヌル点となる関係の2つのナイキスト波をつくることができる。これにより、帯域幅を広げることなく、従来の2倍のシンボルを収容した変調信号を形成できるようになる。

また本発明の変調方法の一つの態様は、4系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与えてナイキスト成形することによりシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を有する第1～第4のナイキスト信号を得るステップと、シンボル周期の $2/4$ 周期分の遅延差を有する第1と第2のナイキスト信号、シンボル周期の $2/4$ 周期分の遅延差を有する第3と第4のナイキスト信号をそれぞれ前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する1次変調ステップと、1次変調ステップで得た、前記第1と第2のナイキスト信号の直交変調信号と、前記第3と第4のナイキスト信号の直交変調信号とを、所定周波数の搬送波を用いて直交変調する2次変調ステップとを含むようにする。

また本発明の変調方法の一つの態様は、4系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与えてナイキスト成形することによりシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を有する第1～第4のナイキスト信号を得るステップと、シンボル周期の $1/4$ 周期分の遅延差を有する第1と第2のナイキスト信号、シンボル周期の $1/4$ 周期分の遅延差を有する第3と第4のナイキスト信号を所定周波数の搬送波を用いて直交変調する1次変調ステップと、前記1次変調ステップで得た、前記第1と第2のナイキスト信号の直交変調信号と、前記第3と第4のナイキスト信号の直交変調信号とを、それぞれ前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を

搬送波として用いて直交変調する 2 次変調ステップとを含むようにする。

これらの方法によれば、2 次変調ステップにより得られる変調信号は、単純に 2 つのナイキスト信号を直交変調した場合と比較して周波数帯域が広がらず、かつ第 1 ～第 4 の入力シンボルについての第 1 ～第 4 のナイキスト信号が互いに干渉を受けることなく配置されたものとなる。よって、従来と同一周波数帯域内に従来の 2 倍のシンボルを干渉無く配置した変調信号を得ることができる。

本発明の変調装置の一つの態様は、第 1 の入力シンボルについての第 1 のナイキスト信号と、このナイキスト信号に対して入力シンボル周期の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差をもった第 2 の入力シンボルについての第 2 のナイキスト信号とを入力し、この第 1 及び第 2 のナイキスト信号をこれらのナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交変調する直交変調器を具備する構成を採る。

この構成によれば、入力シンボル周期 T の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差のある第 1 及び第 2 のナイキスト信号を、コサイン波（搬送波）を用いて直交変調するので、第 1 及び第 2 のナイキスト信号を互いに干渉させることなく、入力シンボルの 1 シンボル期間 T 内に収めることができるようになる。加えて、上記コサイン波の周波数をナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍に選定したので、直流成分が抑制され、2 次変調を行った場合でも実質的な周波数帯域が広がらずに済む。よって、帯域幅を広げることなく、従来の 2 倍のシンボルを収容した変調信号を形成できるようになる。

また本発明の変調装置の一つの態様は、4 系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与える遅延器群と、前記 4 系統のシンボルからそれぞれナイキスト信号を形成するナイキストフィルタと、それぞれシンボル周期の $2/4$ 周期の遅延差をもつナイキスト信号同士を入力し、入力したナイキスト信号を前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する第 1 及び第 2 の直交変調器

と、第1の直交変調器により得られた変調信号と、第2の直交変調器により得られた変調信号とを所定周波数の搬送波を用いて直交変調する第3の直交変調器とを具備する構成を採る。

また本発明の変調装置の一つの態様は、4系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与える遅延器群と、前記4系統のシンボルからそれぞれナイキスト信号を形成するナイキストフィルタと、それぞれシンボル周期の $1/4$ 周期の奇数倍の遅延差をもつナイキスト信号同士を入力し、所定周波数の搬送波を用いて直交変調する第1及び第2の直交変調器と、前記第1の直交変調器により得られた変調信号と、前記第2の直交変調器により得られた変調信号とを前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する第3の直交変調器とを具備する構成を採る。

これらの構成によれば、第1の直交変調器により1シンボル期間 T 内に2つのナイキスト信号が互いに干渉しない状態で配置された変調信号が得られると共に、第2の直交変調器により1シンボル期間 T 内に2つのナイキスト信号が互いに干渉しない状態で配置された変調信号が得られる。そして第3の直交変調器により1シンボル期間 T 内に4つのナイキスト信号が互いに干渉しない状態で配置された変調信号が得られる。この結果、帯域幅を広げることなく、従来の2倍のシンボルを収容した変調信号を形成できるようになる。

また本発明の変調装置の一つの態様は、4系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与える遅延器群と、前記4系統のシンボルからそれぞれナイキスト信号を形成するナイキストフィルタと、それぞれシンボル周期の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差をもつナイキスト信号同士を入力し、入力したナイキスト信号を前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数で交互に出力する第1及び第2の直交変調器と、第1の直交変調器により得られた変調信号と、第2の直交変調器により得られた変調信号とを所定周波数の搬送波を用いて直交変調する第3の直交変調器とを具備する構成を

採る。

この構成によれば、帯域幅を広げることなく従来の2倍のシンボルを収容した変調信号を形成できるようになると共に、第1及び第2の直交変調器をスイッチング素子やシフトレジスタ等で構成できるようになる。

- 5 本発明の復調装置の一つの態様は、第1及び第2のナイキスト信号が直交変調されてなる変調信号を、前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交復調する直交復調器を具備する構成を採る。

- また本発明の復調装置の一つの態様は、変調信号を入力し、この変調信号を所定の搬送波周波数を用いて直交復調することにより第1及び第2の復調信号を得る第1の直交復調器と、第1の復調信号を、前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交復調することにより第3及び第4の復調信号を得る第2の直交復調器と、第2の復調信号を、前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交復調することにより第5及び第6の復調信号を得る第3の直交復調器とを
10 具備する構成を採る。

- また本発明の復調装置の一つの態様は、変調信号を入力し、この変調信号を前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交復調することにより第1及び第2の復調信号を得る第1の直交復調器と、前記第1の復調信号を所定の搬送波周波数を用いて直交復調することにより第3及び第4の復調信号を得る第2の直交復調器と、前記第2の復調信号を所定の搬送波周波数を用いて直交復調することにより第5及び第6の復調信号を得る第3の直交復調器とを具備する構成を採る。
20

これらの構成によれば、上記本発明の変調装置を用いて形成された変調信号を良好に復調して、復調信号を得ることができるようになる。

- 25 本発明の無線通信システムは、上記変調装置と、上記復調装置とを具備する構成を採る。

この構成によれば、従来と同一周波数帯域で従来の2倍の伝送速度の通信が

可能な無線通信システムを実現することができる。

以上説明したように本発明によれば、従来の２倍以上の周波数利用効率の変調方式を実現することができる。

本明細書は、２００３年２月１３日出願の特願２００３－３５７５０、２０
5 ０３年５月１４日出願の特願２００３－１３６６１０及び２００３年１１月
１２日出願の特願２００３－３８２９８５に基づく。その内容はすべてここに
含めておく。

産業上の利用可能性

- 10 本発明は、無線通信に広く適用でき、例えば携帯電話機やその基地局等に適用して好適なものである。

請求の範囲

1. 第1の入力シンボルと第2の入力シンボルを直交変調する変調方法であって、

前記第1の入力シンボルのナイキスト信号と、このナイキスト信号に対して
5 前記入力シンボルのシンボル周期の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差を与えた前記第2の入力シンボルのナイキスト信号とを、前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する変調方法。

2. 4系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与えてナイキスト成形することにより、シンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を有する第1～第4のナイキスト信号を得るステップと、

シンボル周期の $2/4$ 周期分の遅延差を有する第1と第2のナイキスト信号、シンボル周期の $2/4$ 周期分の遅延差を有する第3と第4のナイキスト信号をそれぞれ前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する1次変調ステップと、
15

前記1次変調ステップで得た、前記第1と第2のナイキスト信号の直交変調信号と、前記第3と第4のナイキスト信号の直交変調信号とを、所定周波数の搬送波を用いて直交変調する2次変調ステップと

を含む請求項1に記載の変調方法。

20 3. 4系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与えてナイキスト成形することにより、シンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を有する第1～第4のナイキスト信号を得るステップと、

シンボル周期の $1/4$ 周期分の遅延差を有する第1と第2のナイキスト信号、シンボル周期の $1/4$ 周期分の遅延差を有する第3と第4のナイキスト信号を所定周波数の搬送波を用いて直交変調する1次変調ステップと、
25

前記1次変調ステップで得た、前記第1と第2のナイキスト信号の直交変調信号と、前記第3と第4のナイキスト信号の直交変調信号とを、それぞれ前記

ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する2次変調ステップと

を含む請求項1に記載の変調方法。

4. 第1の入力シンボルについての第1のナイキスト信号と、このナイキスト信号に対して入力シンボル周期の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差をもった第2の入力シンボルについての第2のナイキスト信号とを入力し、この第1及び第2のナイキスト信号をこれらのナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交変調する直交変調器を具備する

10 変調装置。

5. 4系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与える遅延器群と、

前記4系統のシンボルからそれぞれナイキスト信号を形成するナイキストフィルタと、

- 15 それぞれシンボル周期の $2/4$ 周期の遅延差をもつナイキスト信号同士を入力し、入力したナイキスト信号を前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する第1及び第2の直交変調器と、

- 前記第1の直交変調器により得られた変調信号と、前記第2の直交変調器により得られた変調信号とを所定周波数の搬送波を用いて直交変調する第3の直交変調器と

を具備する請求項4に記載の変調装置。

6. 4系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与える遅延器群と、

- 25 前記4系統のシンボルからそれぞれナイキスト信号を形成するナイキストフィルタと、

それぞれシンボル周期の $1/4$ 周期の奇数倍の遅延差をもつナイキスト信

号同士を入力し、所定周波数の搬送波を用いて直交変調する第1及び第2の直交変調器と、

前記第1の直交変調器により得られた変調信号と、前記第2の直交変調器により得られた変調信号とを前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を搬送波として用いて直交変調する第3の直交変調器とを具備する請求項4に記載の変調装置。

7. 4系統の入力シンボルに対してシンボル周期の $1/4$ 周期ずつの遅延差を与える遅延器群と、

前記4系統のシンボルからそれぞれナイキスト信号を形成するナイキストフィルタと、

それぞれシンボル周期の $1/4$ 周期の整数倍の遅延差をもつナイキスト信号同士を入力し、入力したナイキスト信号を前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数で交互に出力する第1及び第2の直交変調器と、

前記第1の直交変調器により得られた変調信号と、前記第2の直交変調器により得られた変調信号とを所定周波数の搬送波を用いて直交変調する第3の直交変調器と

を具備する変調装置。

8. 第1及び第2のナイキスト信号が直交変調されてなる変調信号を、前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交復調する直交復調器を具備する復調装置。

9. 変調信号を入力し、この変調信号を所定の搬送波周波数を用いて直交復調することにより第1及び第2の復調信号を得る第1の直交復調器と、

前記第1の復調信号を、前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交復調することにより第3及び第4の復調信号を得る第2の直交復調器と、

前記第2の復調信号を、前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交復調することにより第5及び第6の復調信号を得る第3の直交復調器と

を具備する請求項8に記載の復調装置。

- 5 10. 変調信号を入力し、この変調信号を前記ナイキスト信号のもつ基本周波数の奇数倍の周波数のコサイン波を用いて直交復調することにより第1及び第2の復調信号を得る第1の直交復調器と、

前記第1の復調信号を所定の搬送波周波数を用いて直交復調することにより第3及び第4の復調信号を得る第2の直交復調器と、

- 10 前記第2の復調信号を所定の搬送波周波数を用いて直交復調することにより第5及び第6の復調信号を得る第3の直交復調器と

を具備する請求項8に記載の復調装置。

11. 請求項4に記載の変調装置と、請求項8に記載の復調装置と、を具備する無線通信システム。

- 15 12. 請求項5に記載の変調装置と、請求項9に記載の復調装置と、を具備する無線通信システム。

13. 請求項6に記載の変調装置と、請求項10に記載の復調装置と、を具備する無線通信システム。

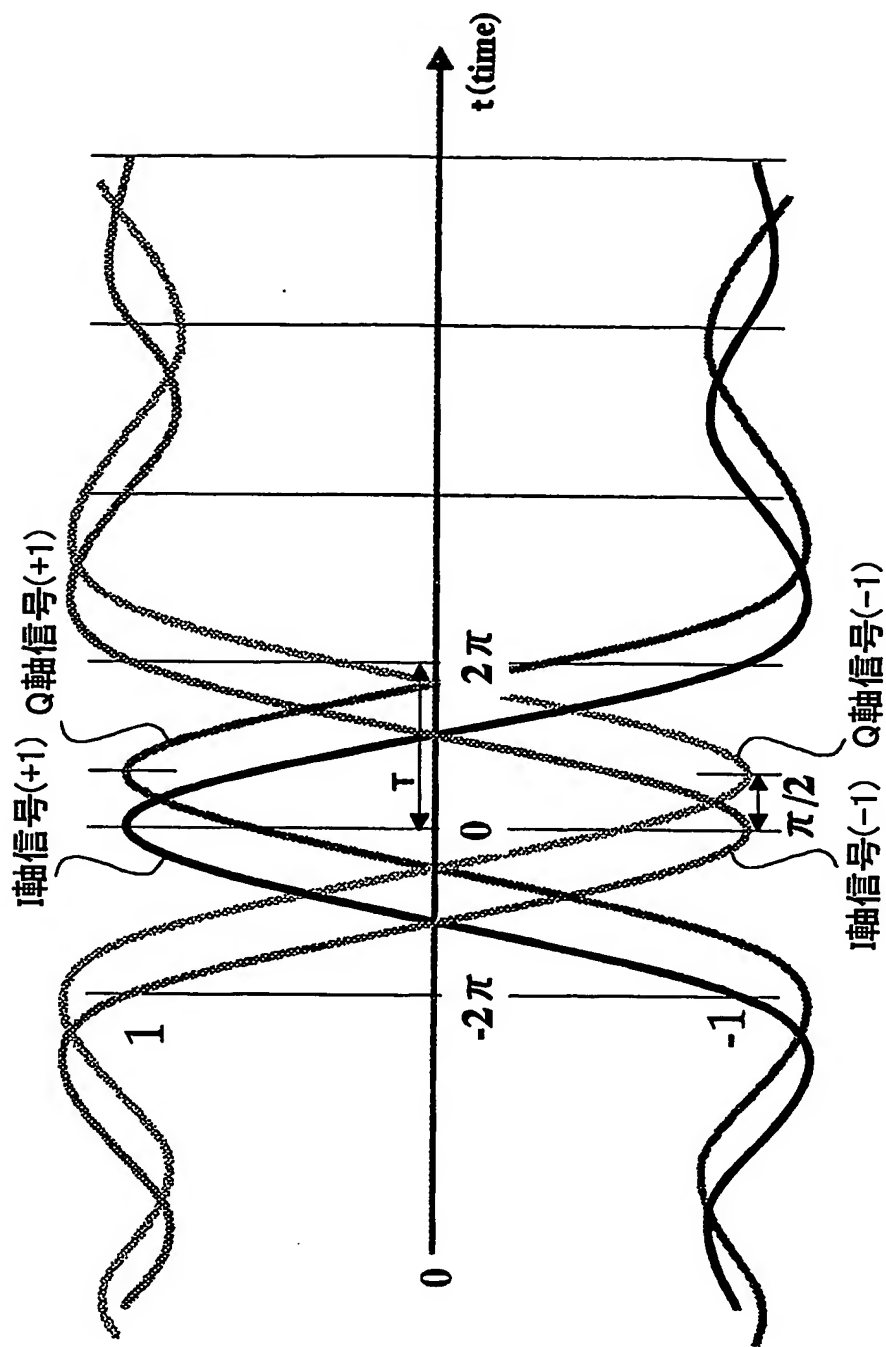


図1 (PRIOR ART)

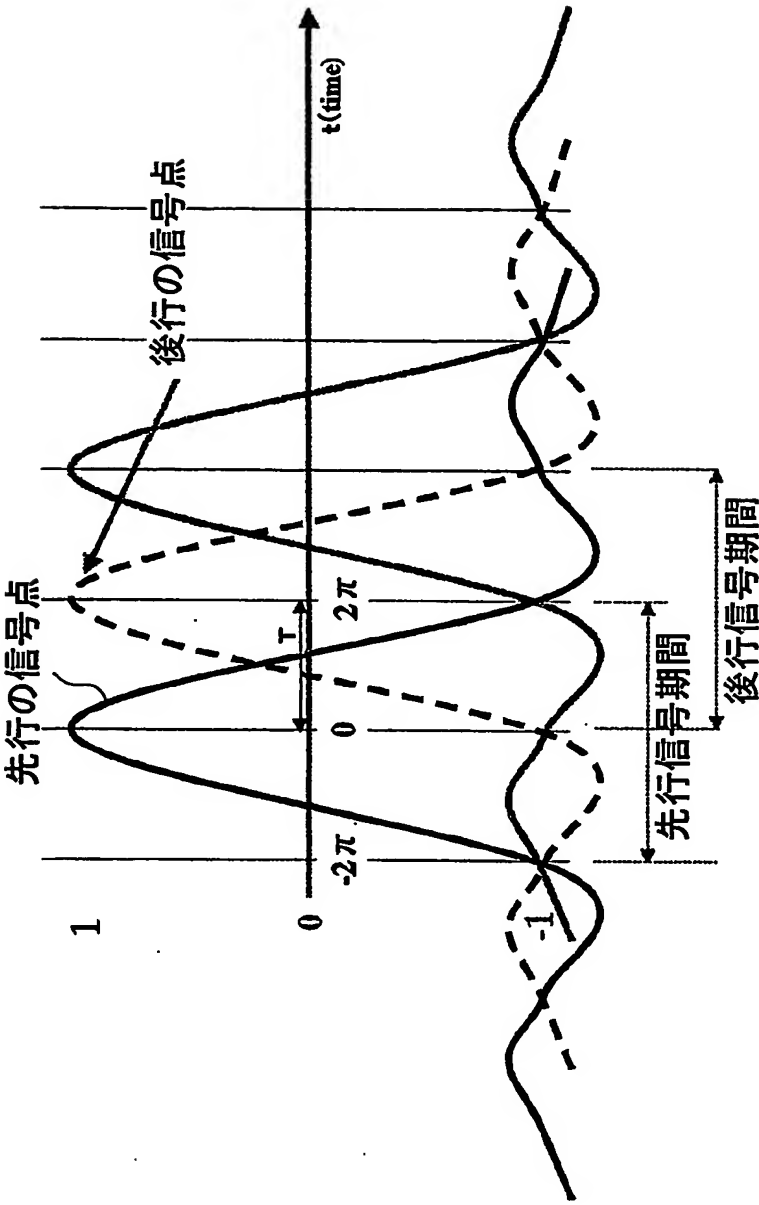


図2 (PRIOR ART)

3/22

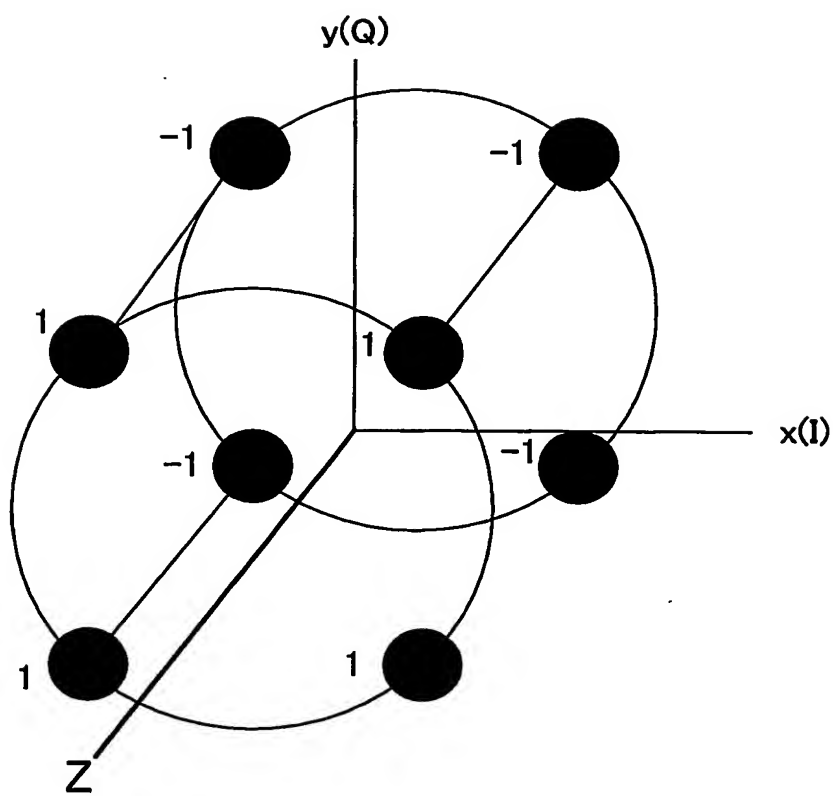


図3

4/22

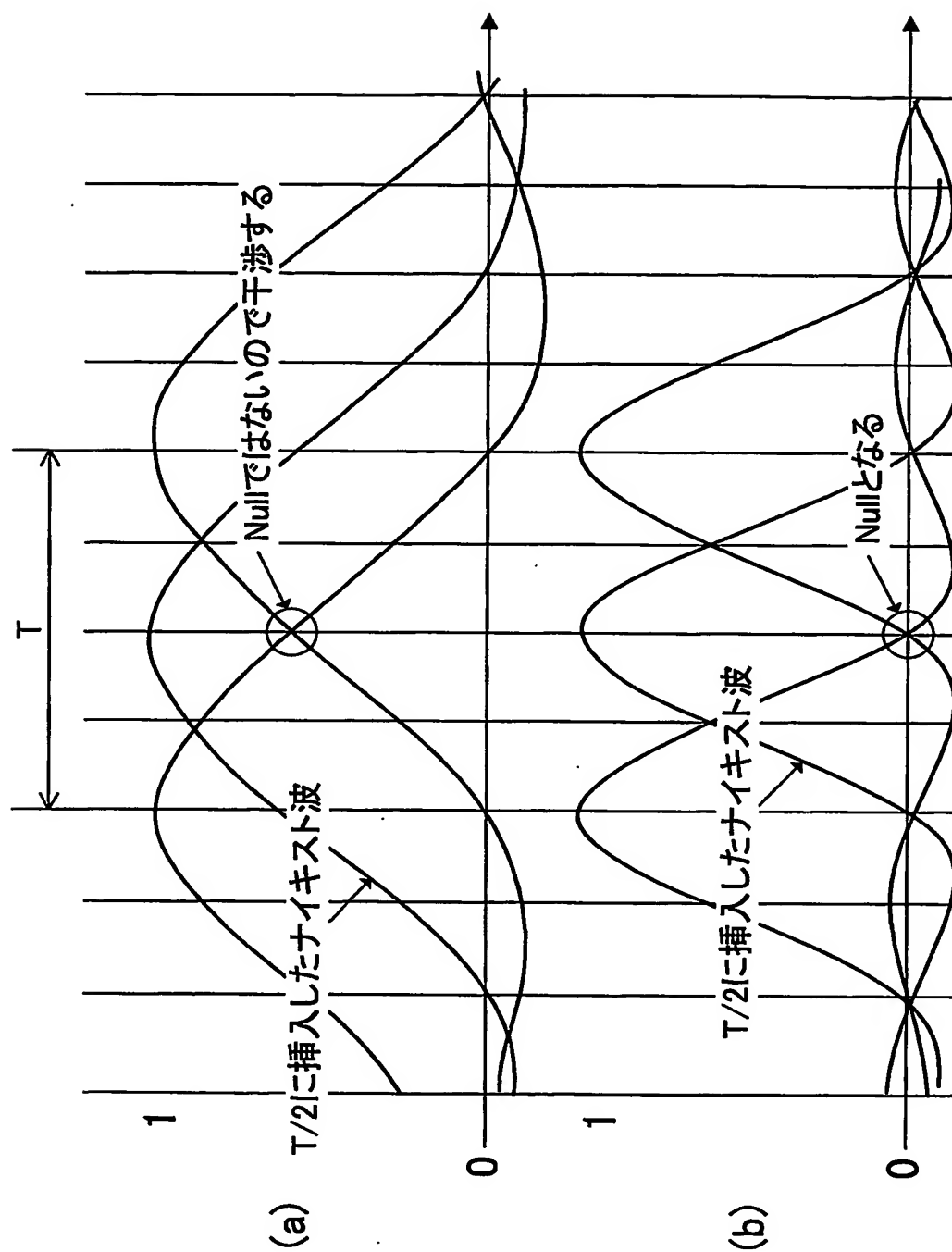


図4

5/22

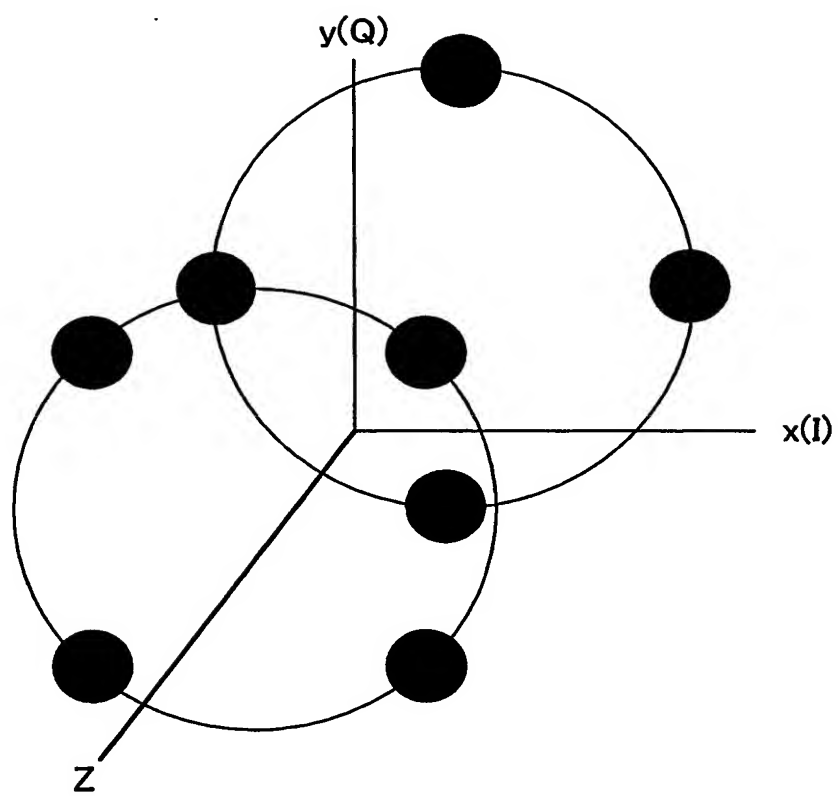


図5

6/22

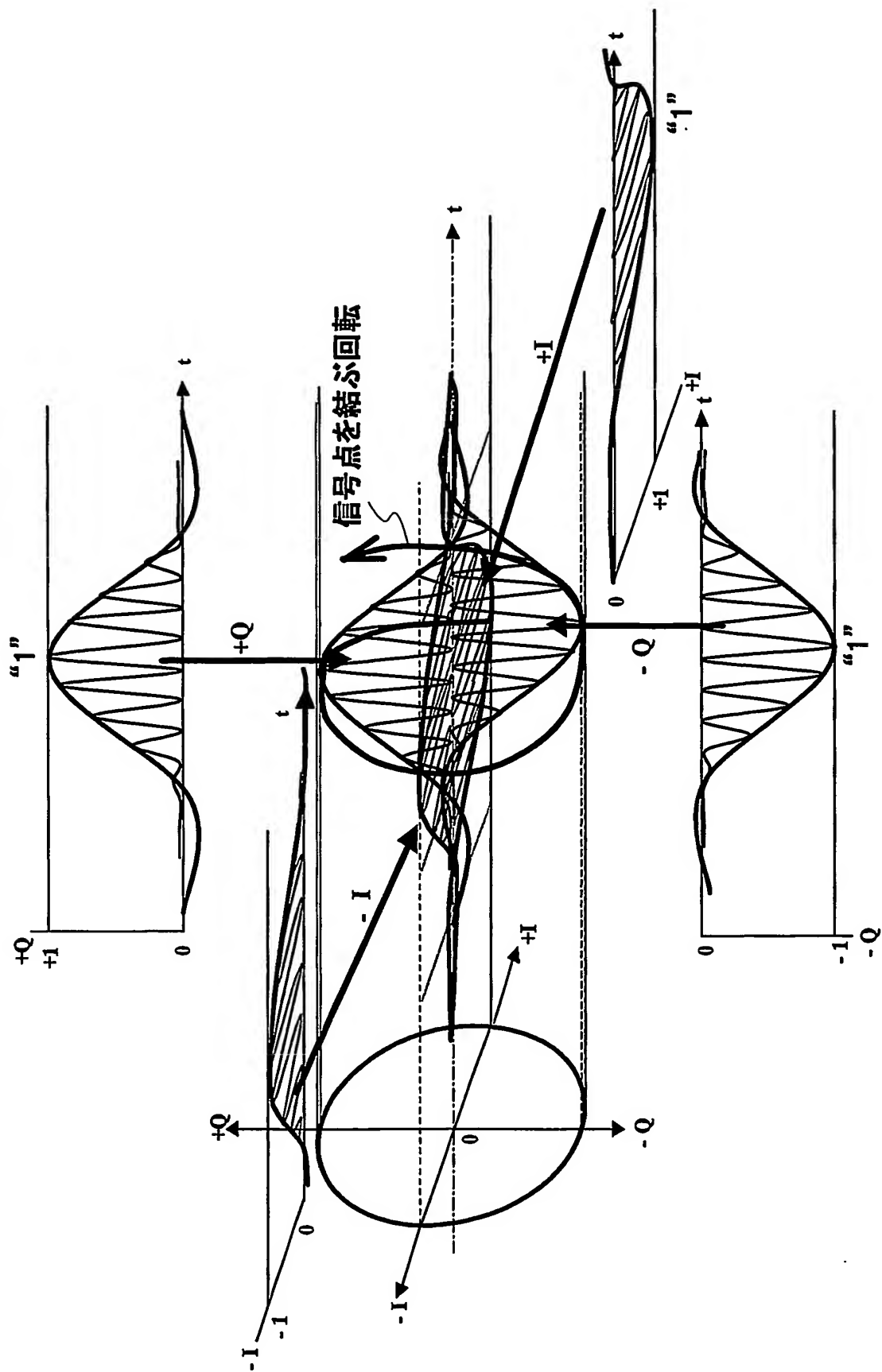


図6

7/22

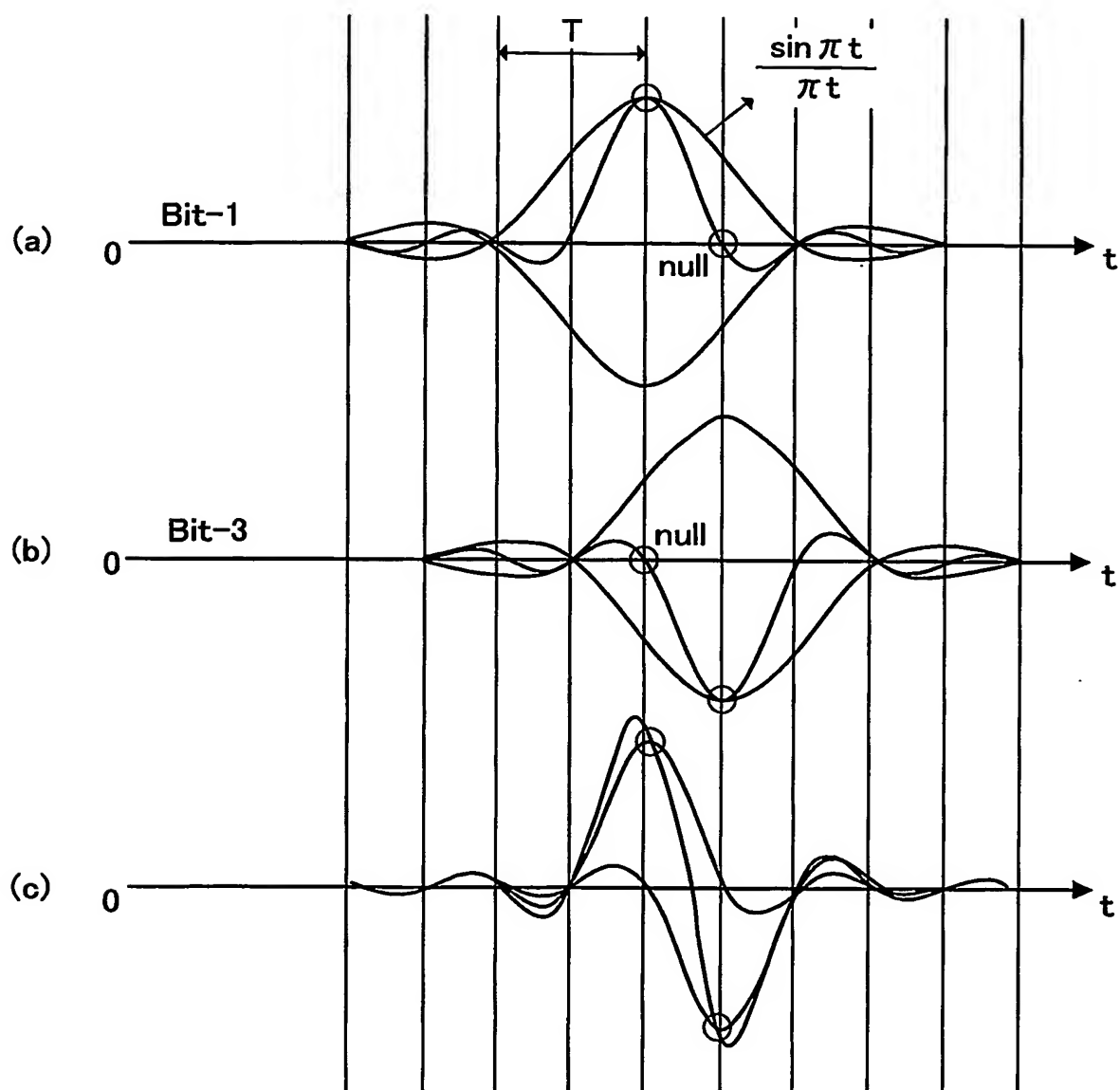
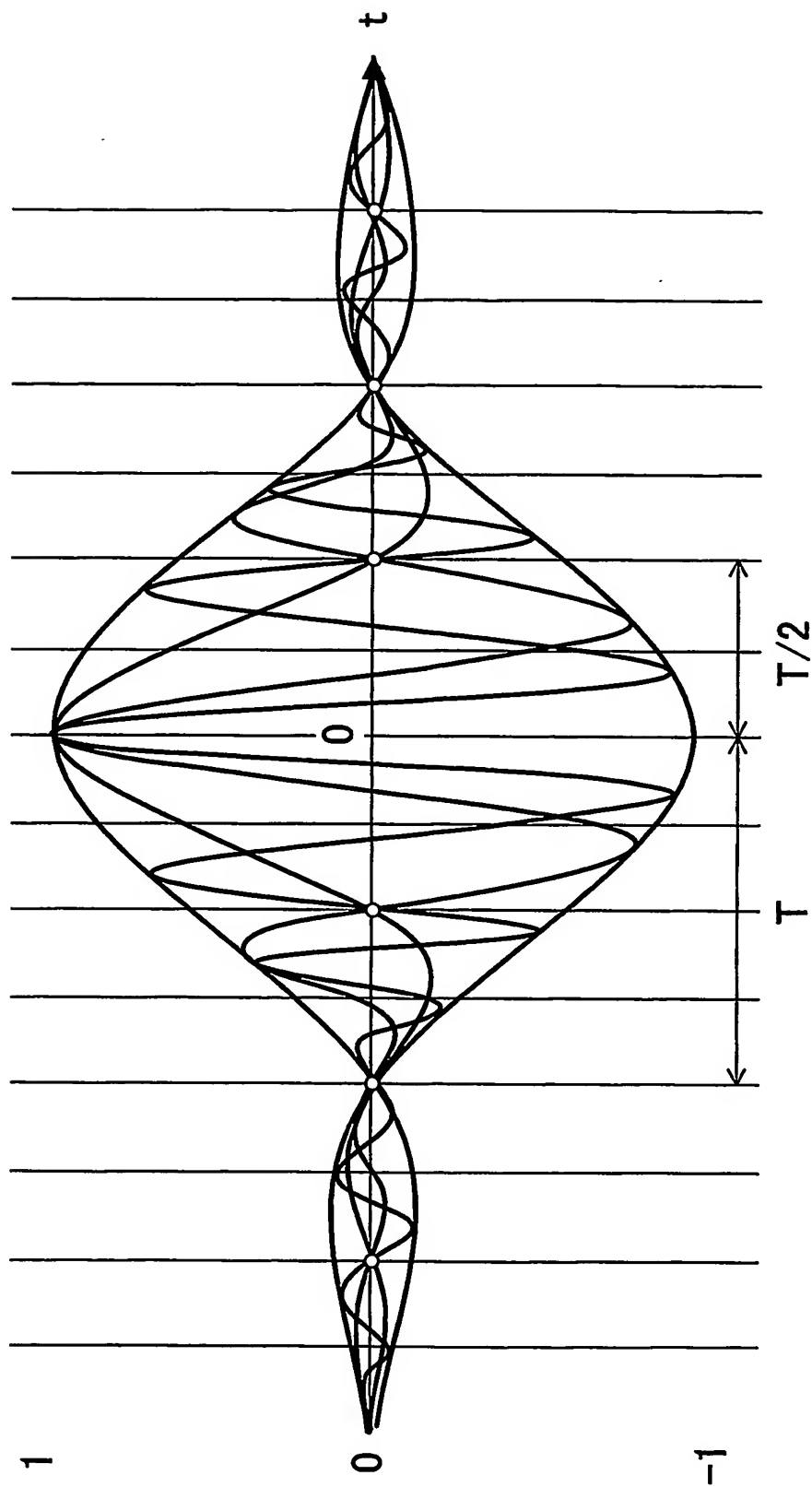


图7

8/22



9/22

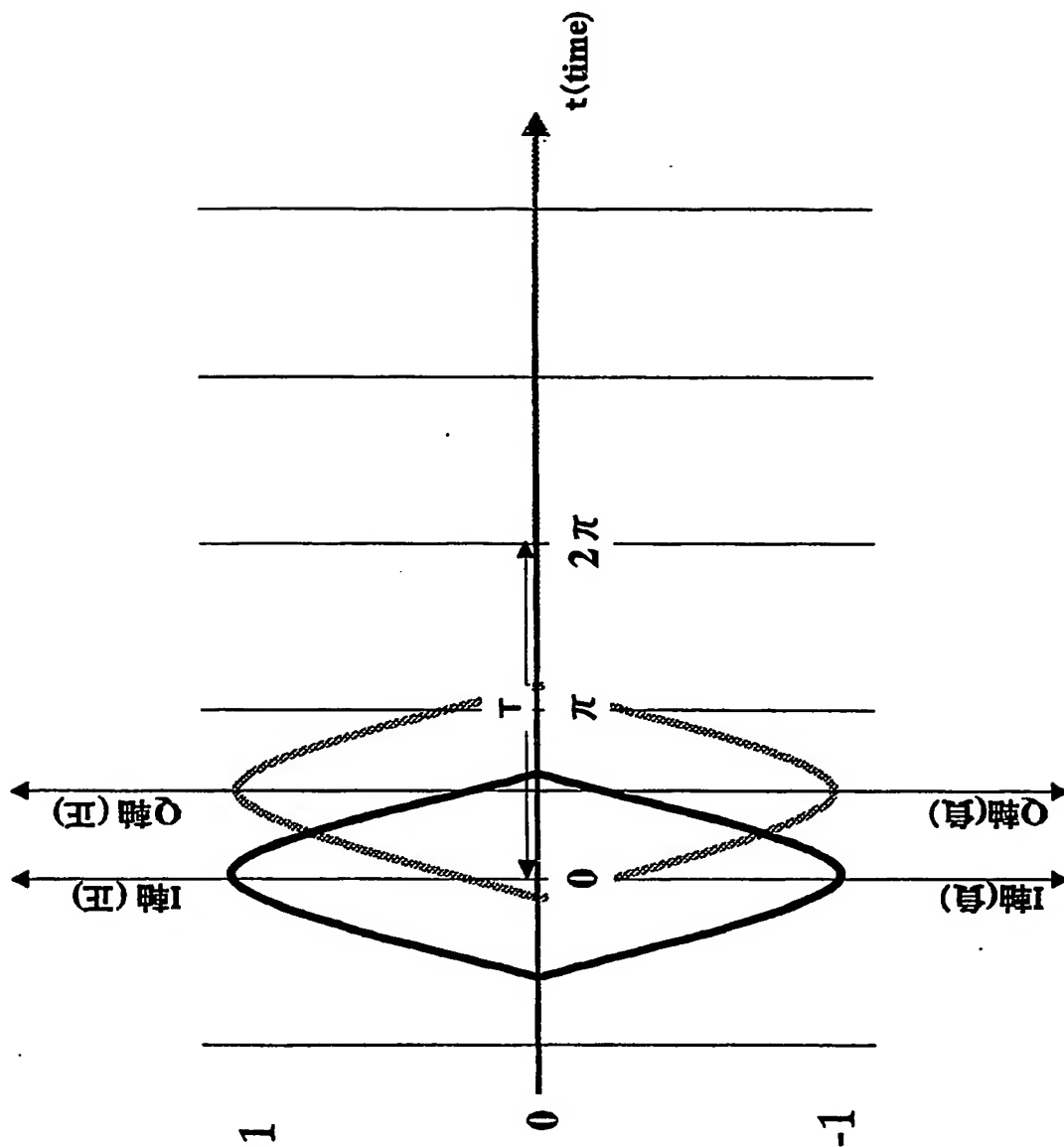


図9

10/22

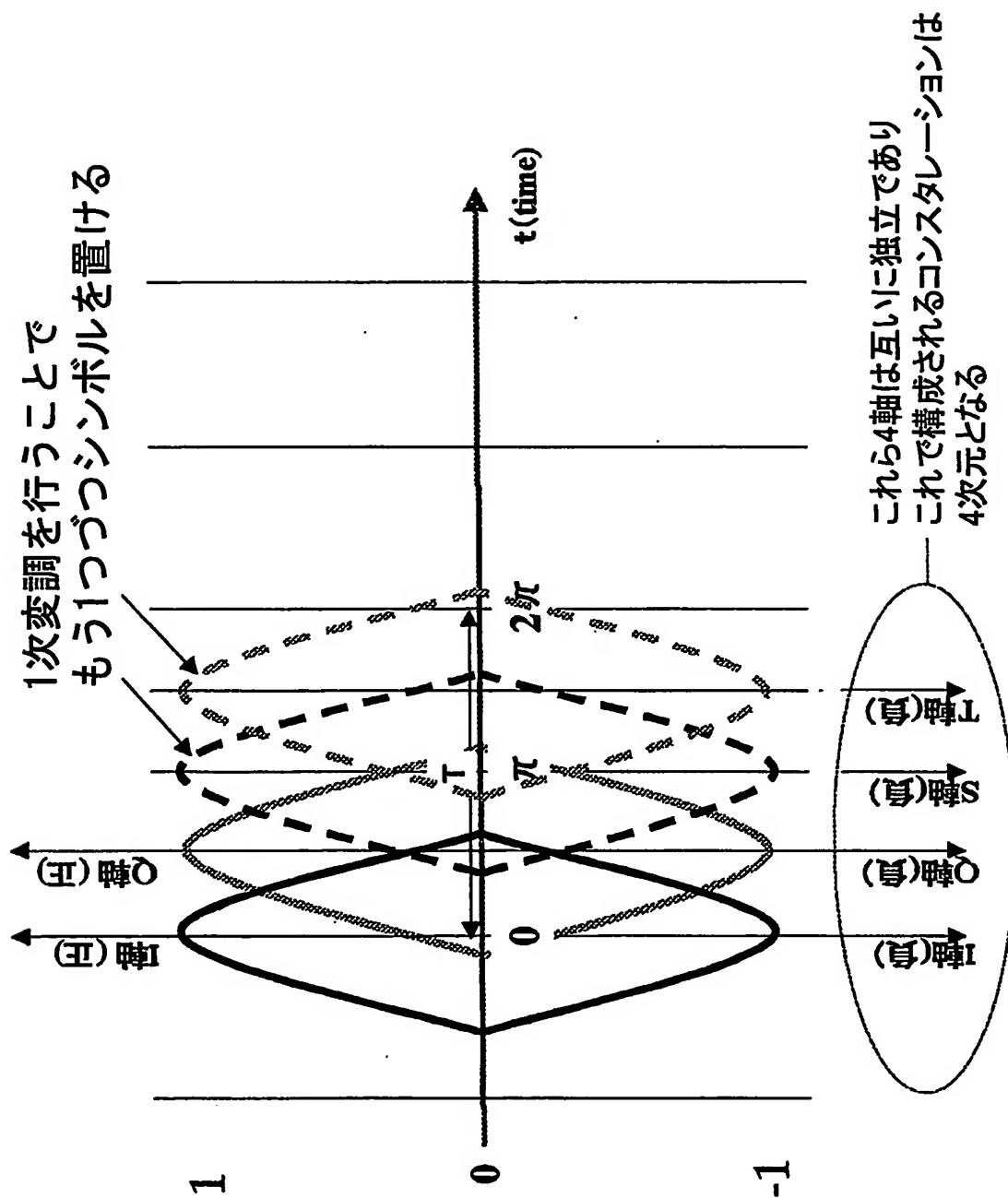


図10

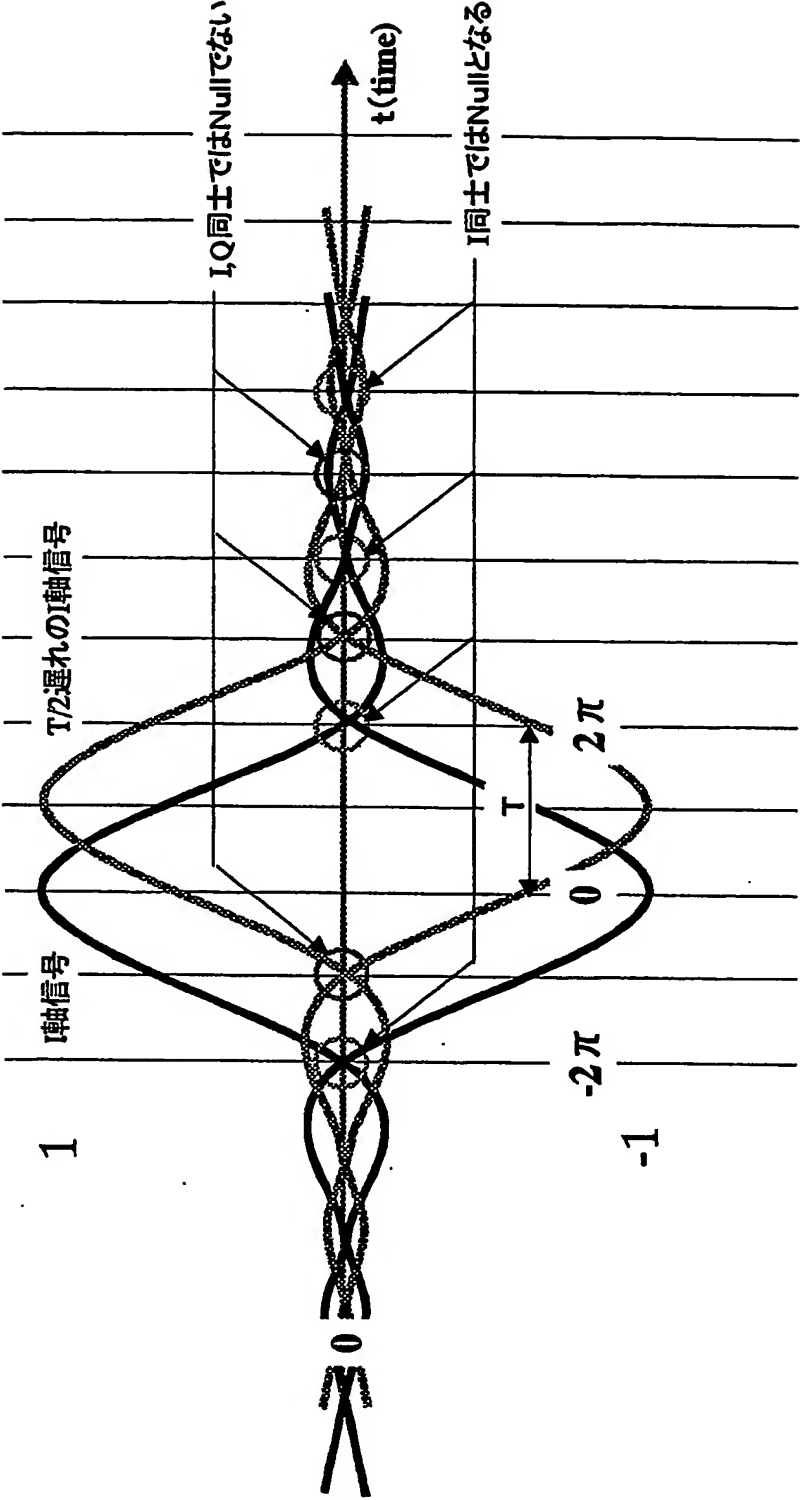


図11

12/22

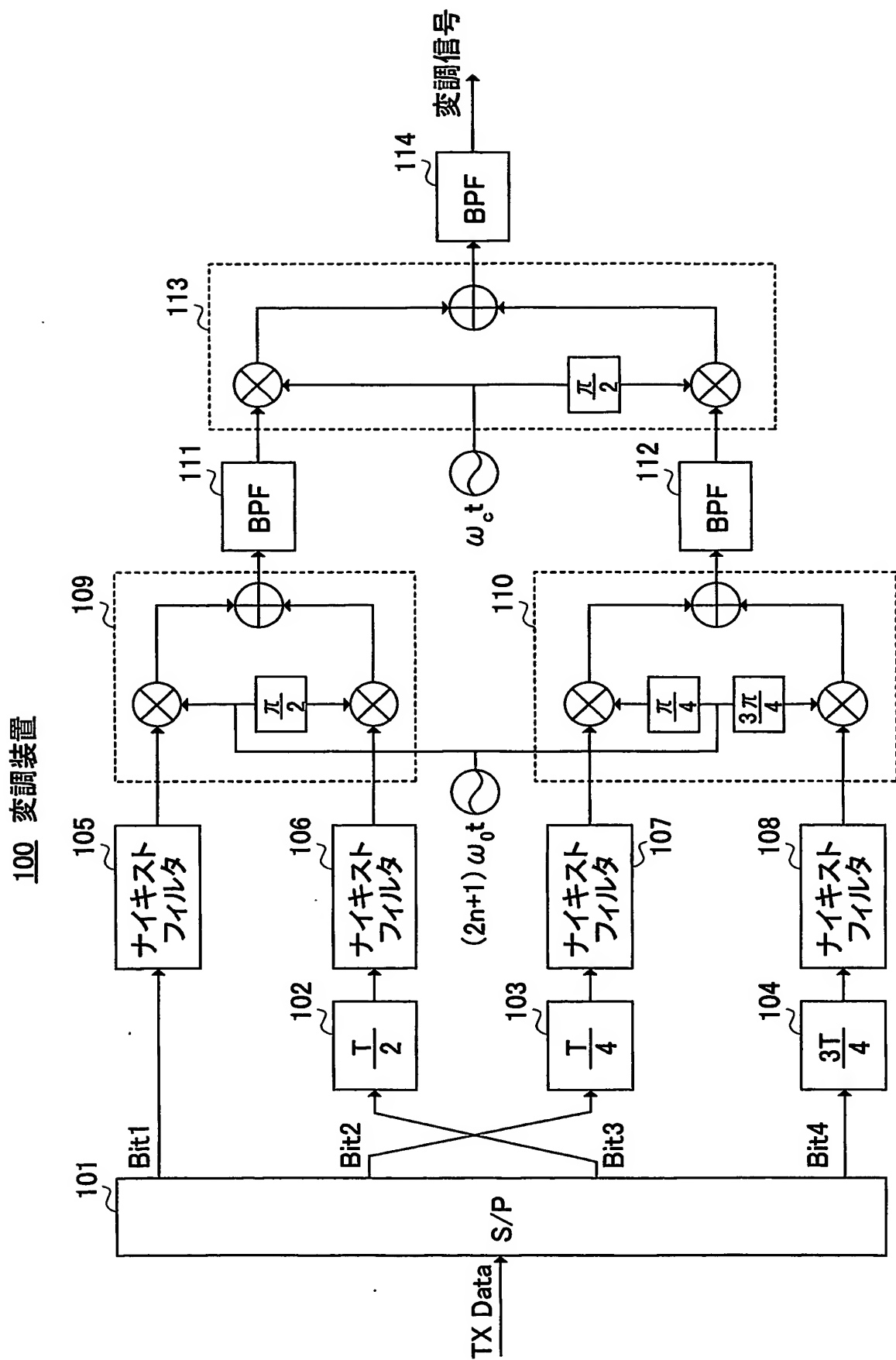


図12

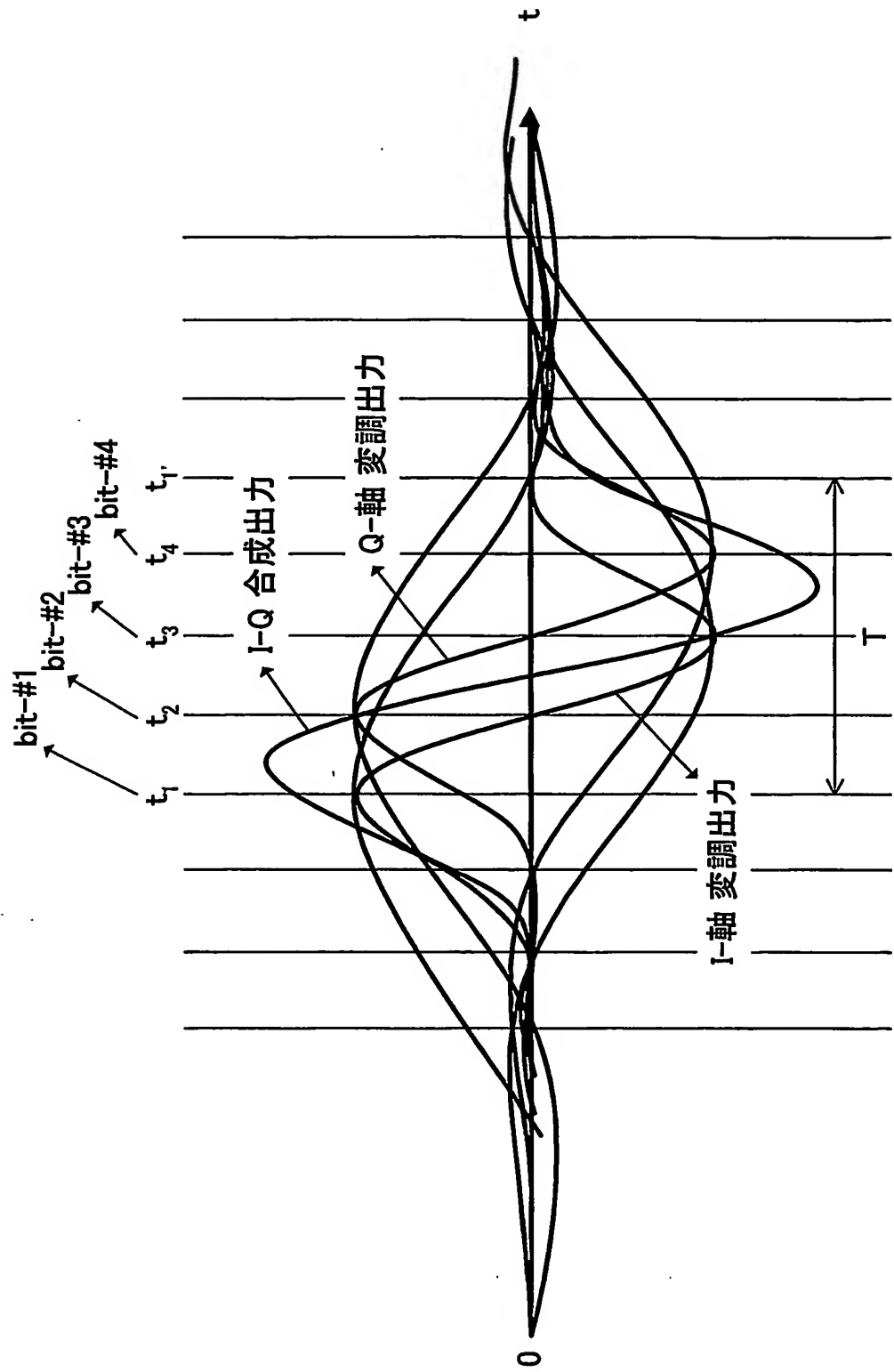


図13

14/22

200 復調装置

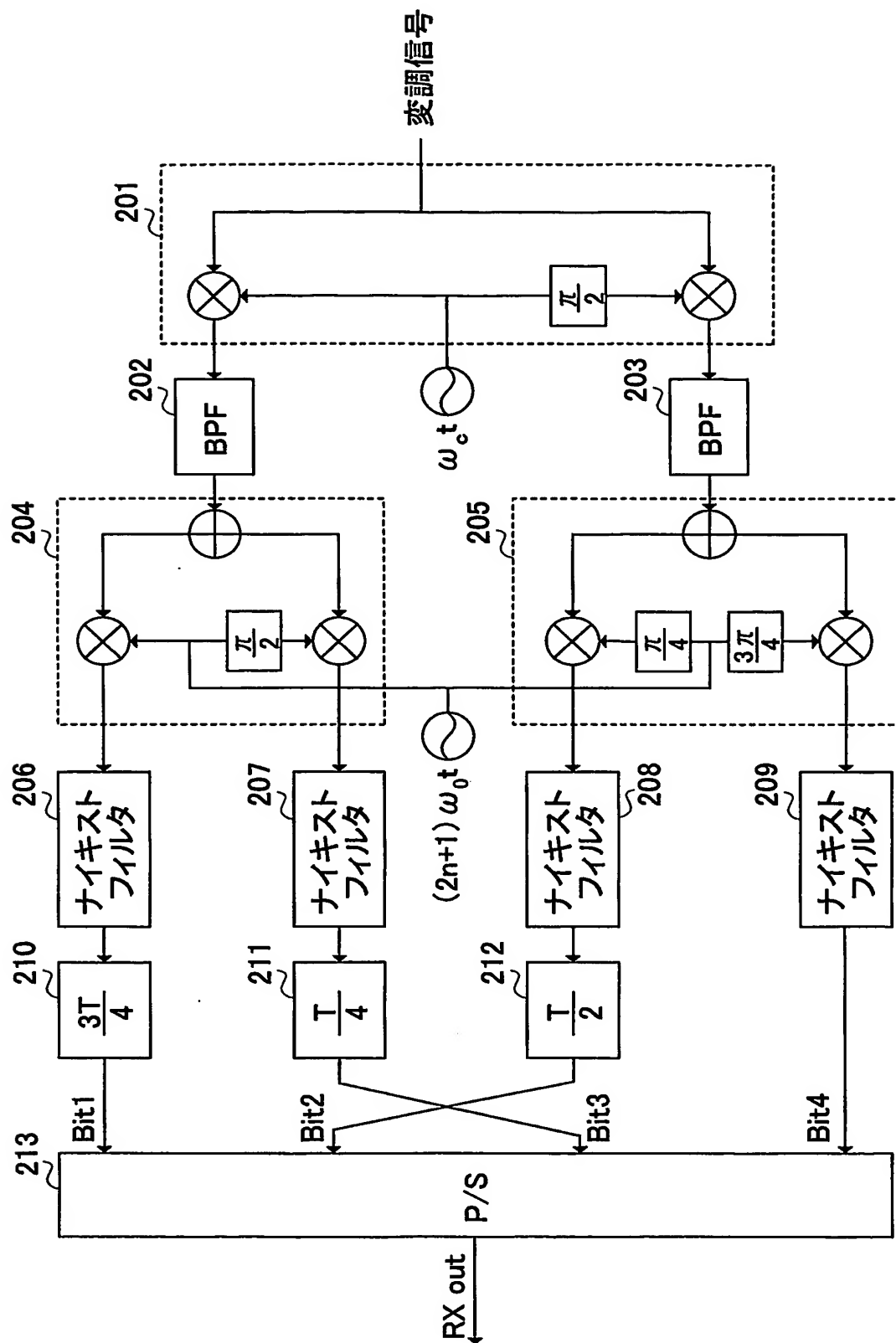


図14

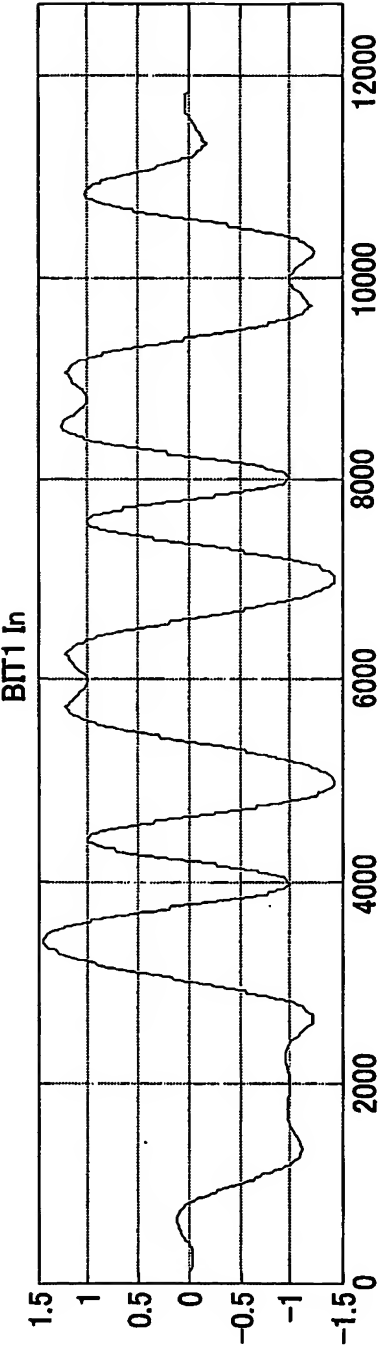


図15 (a)

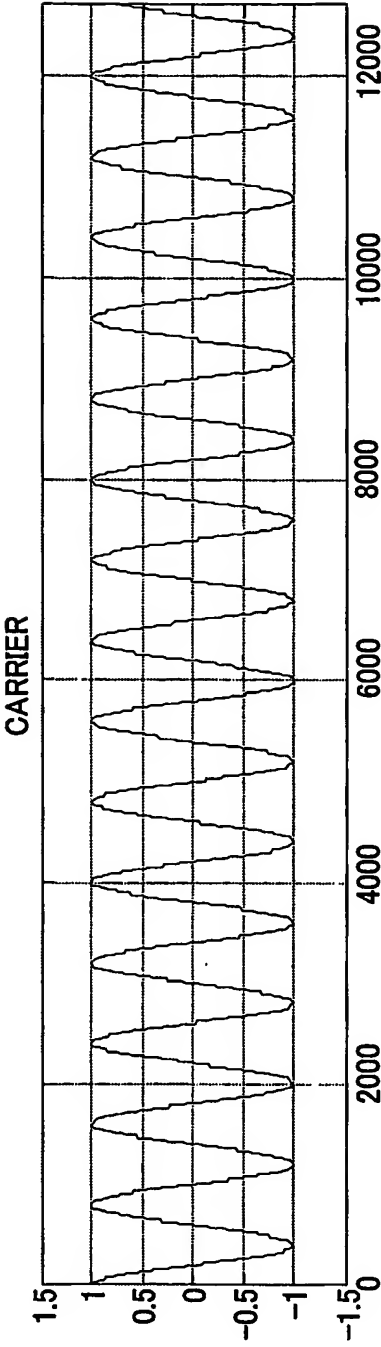


図15 (b)

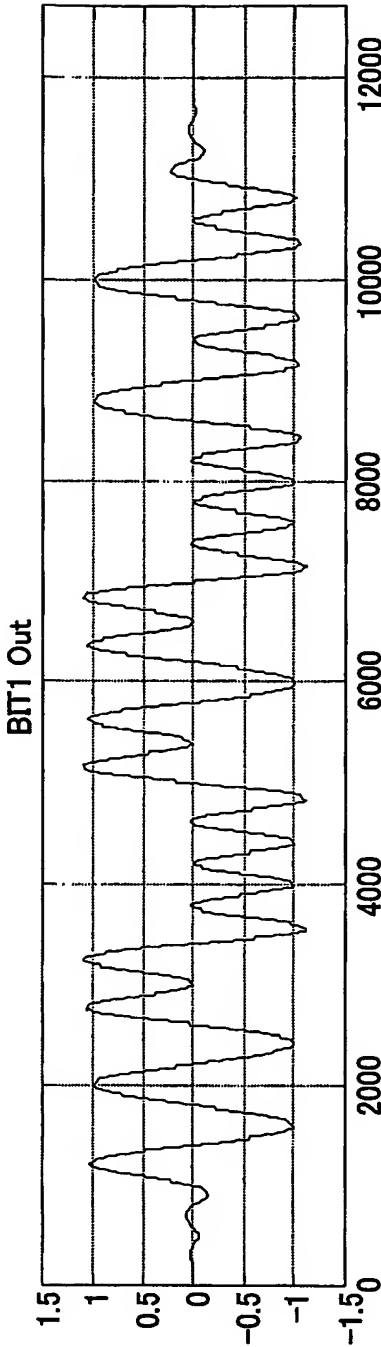


図15 (c)

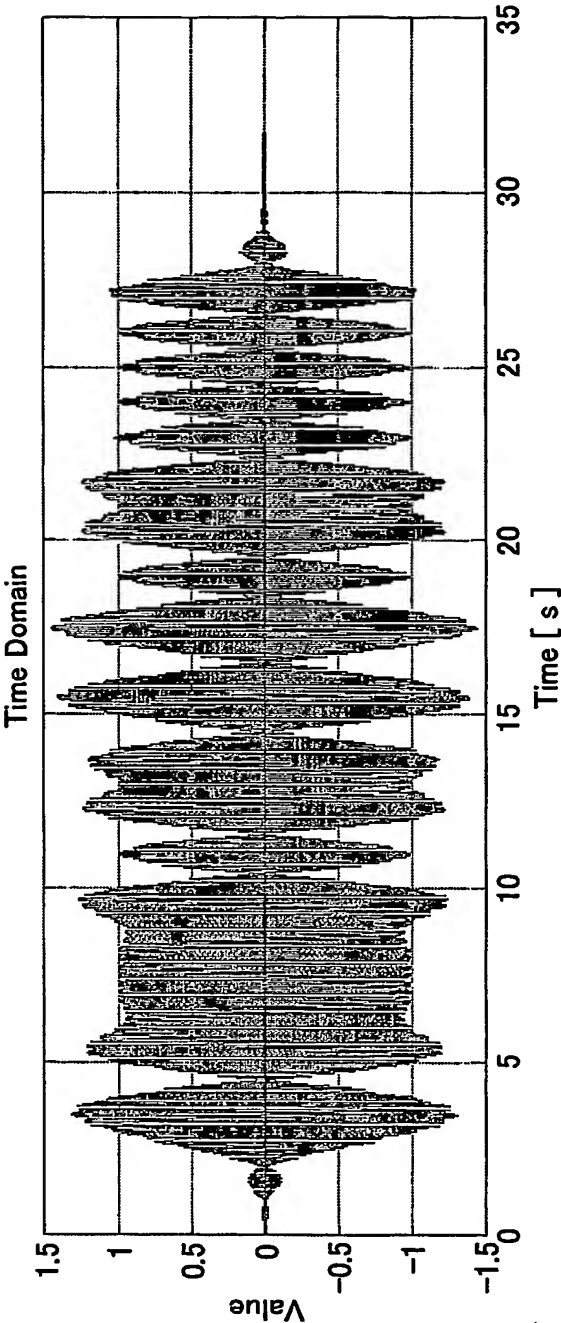


図16 (a)

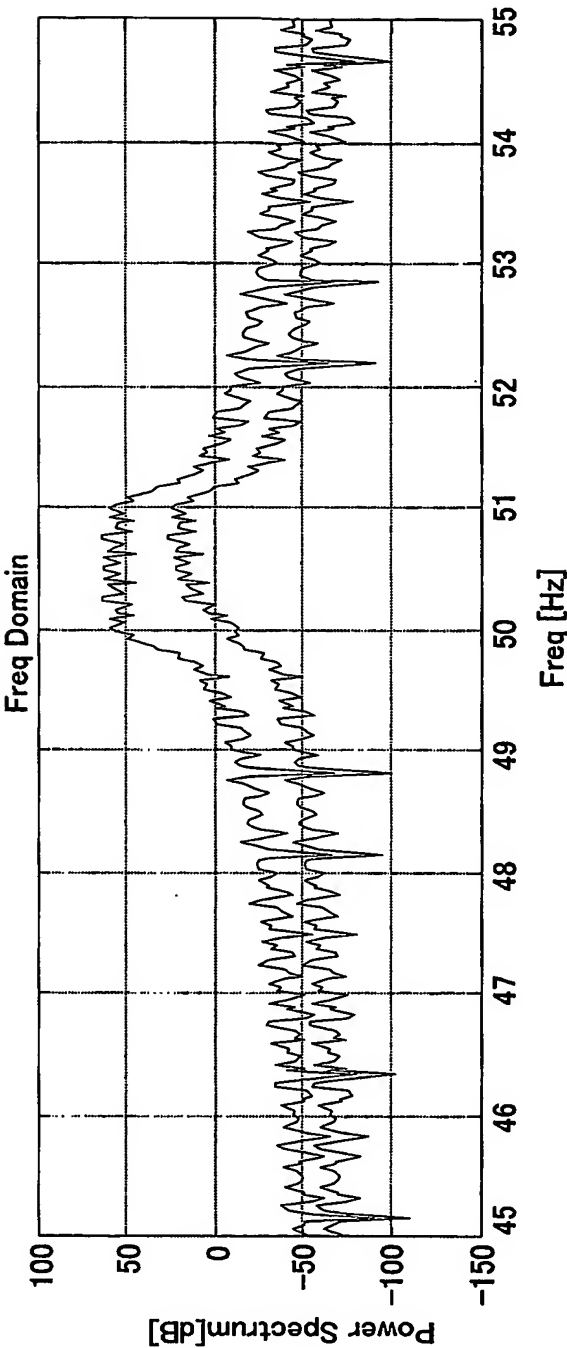


図16 (b)

17/22

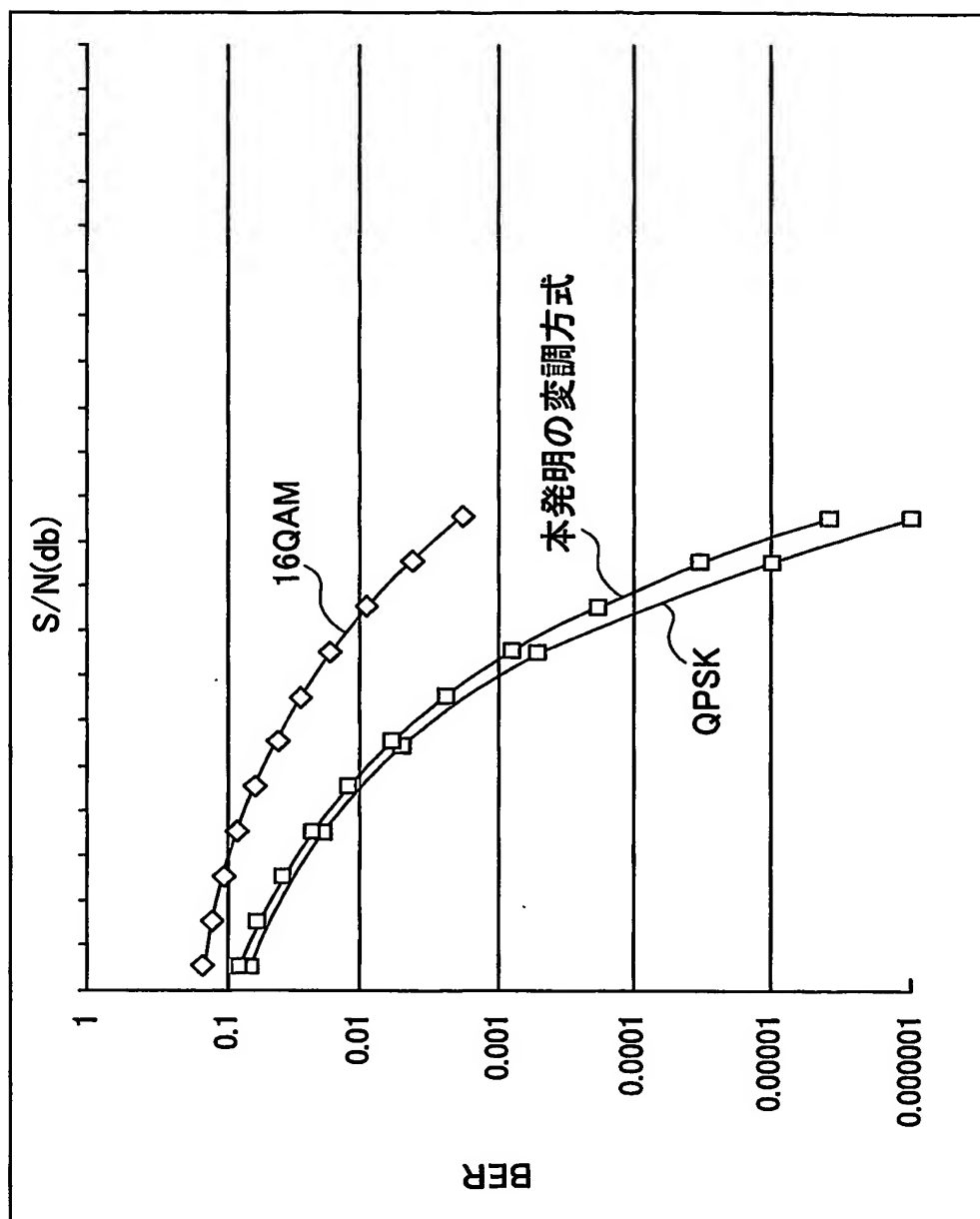


図17

18/22

300 変調装置

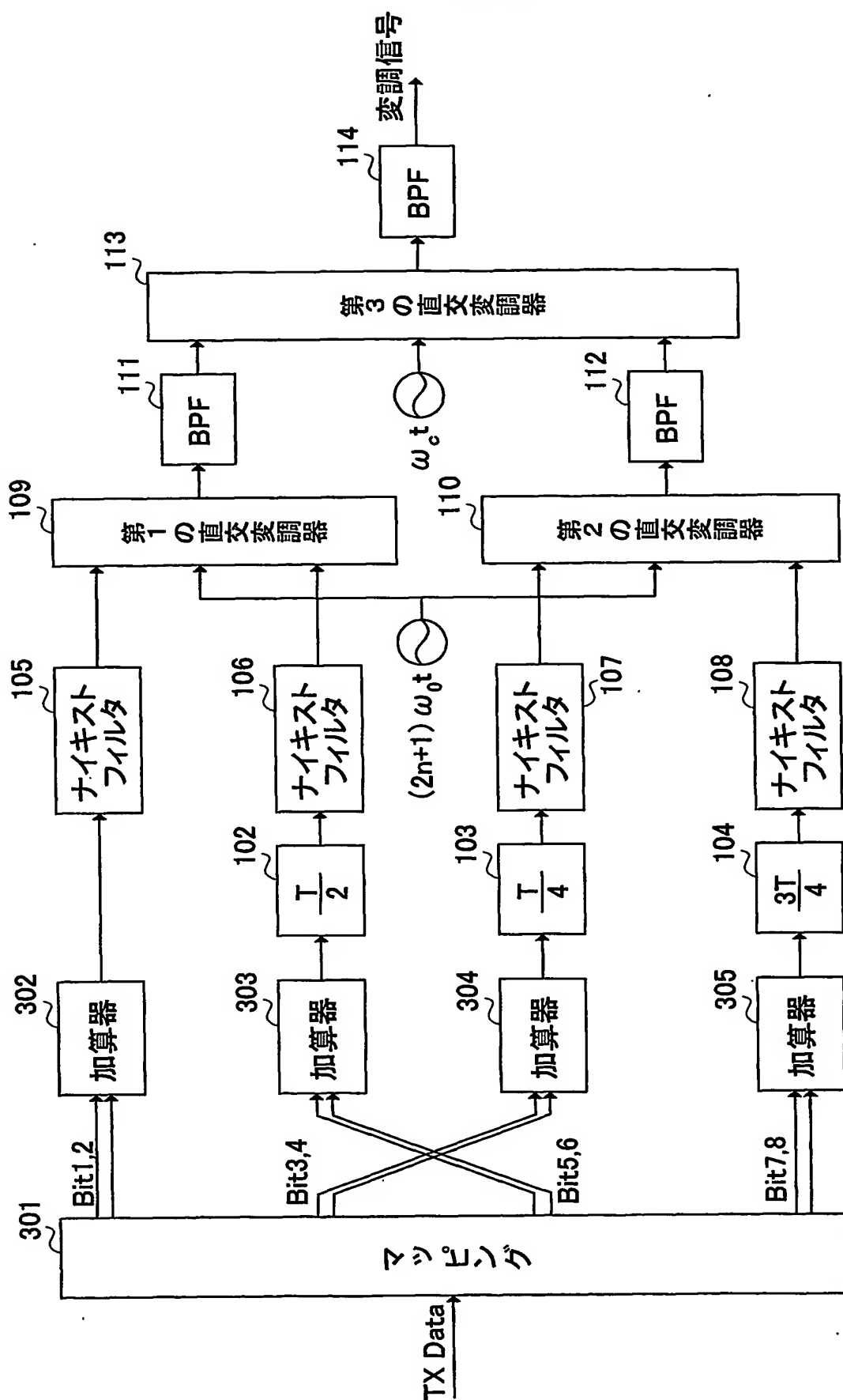
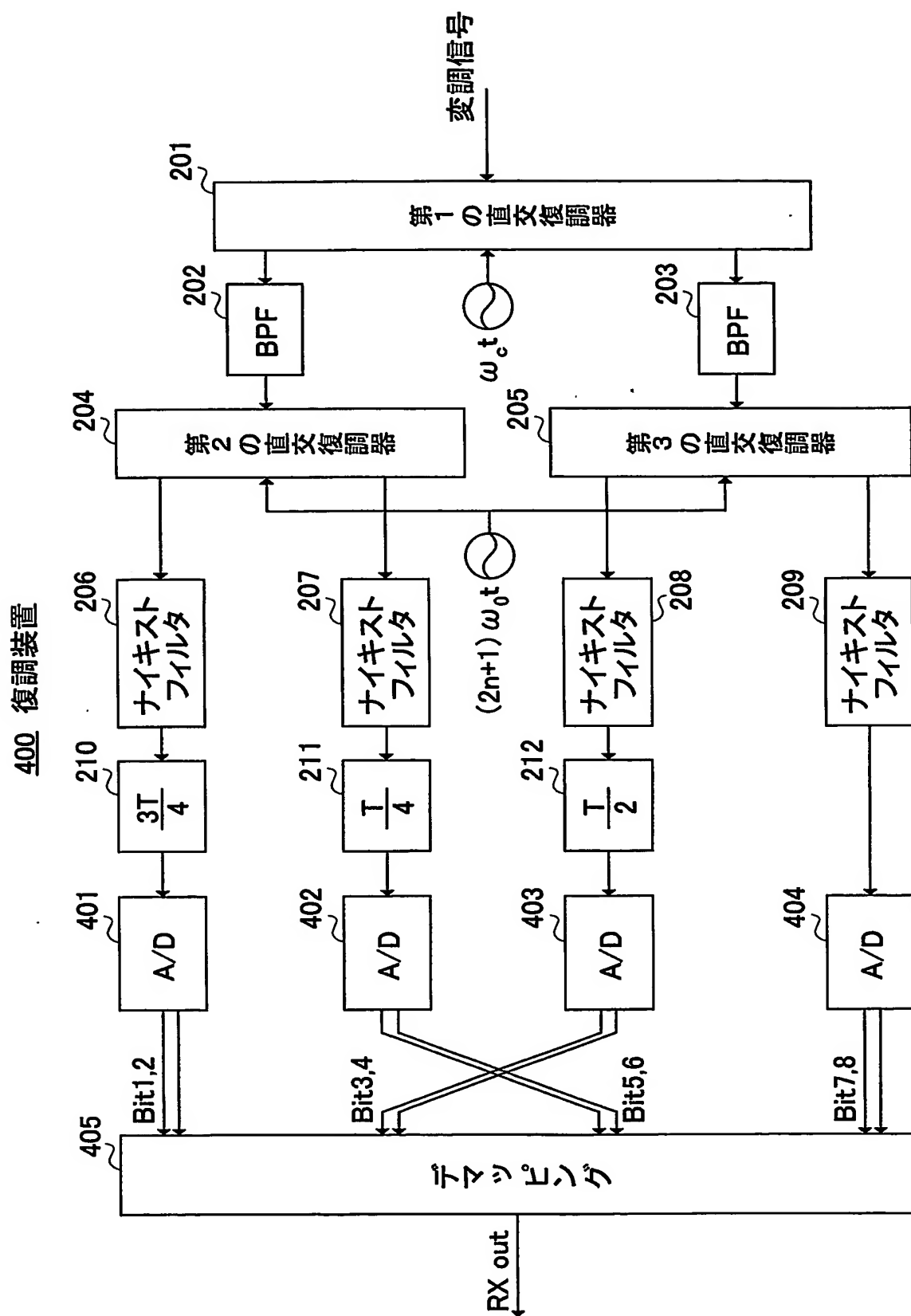


図18

19/22



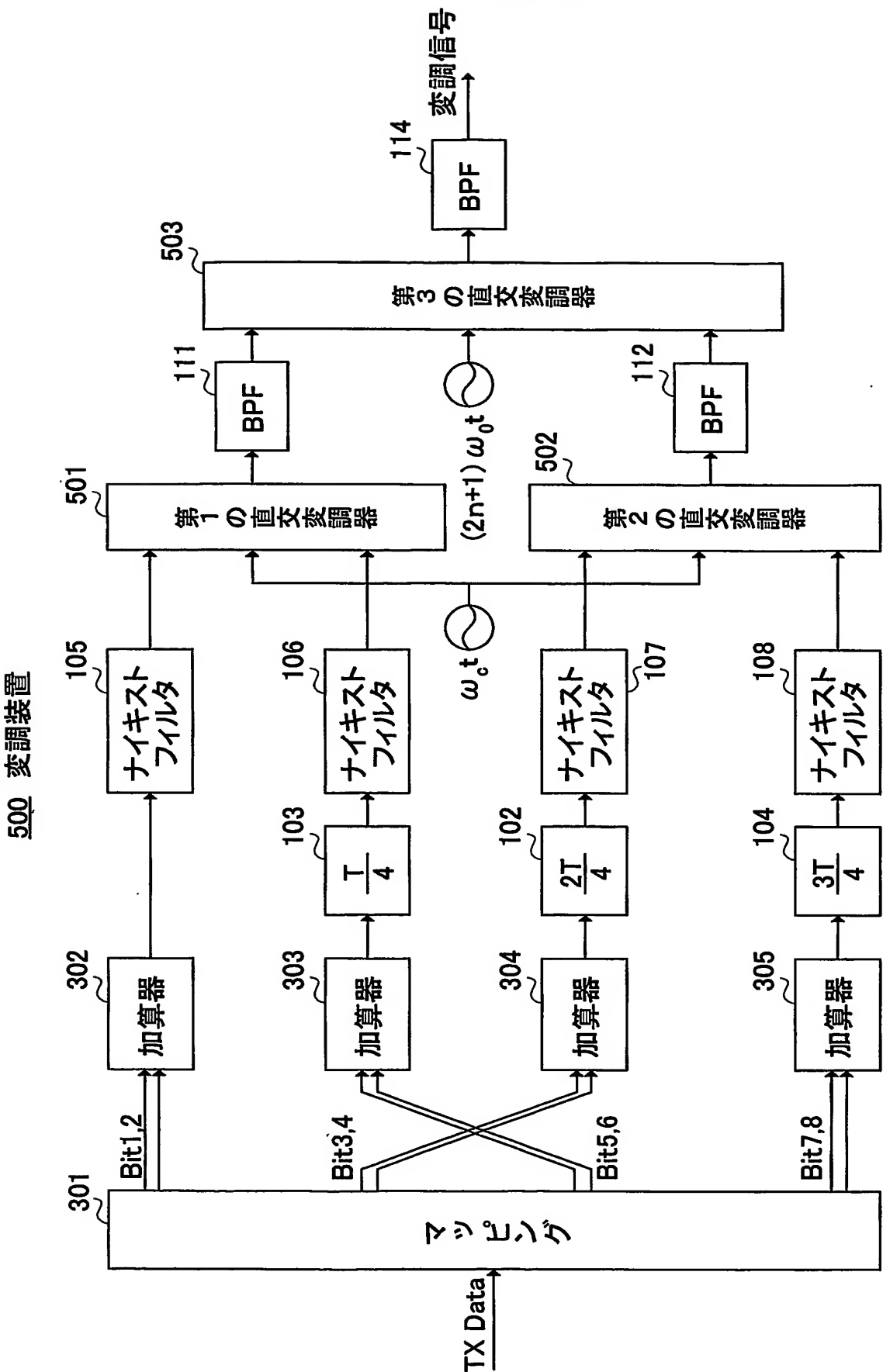
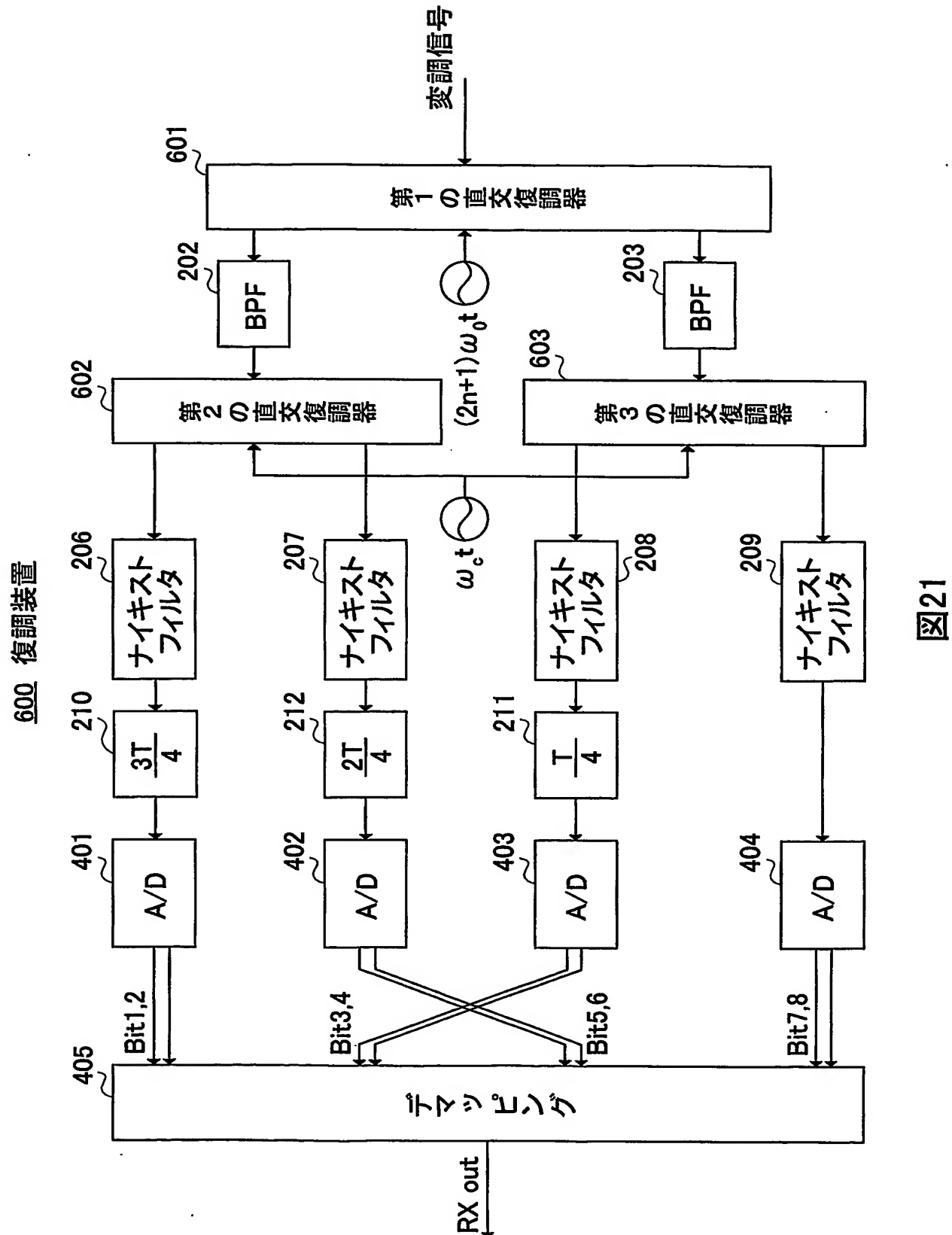


図20

21/22



700 変調装置

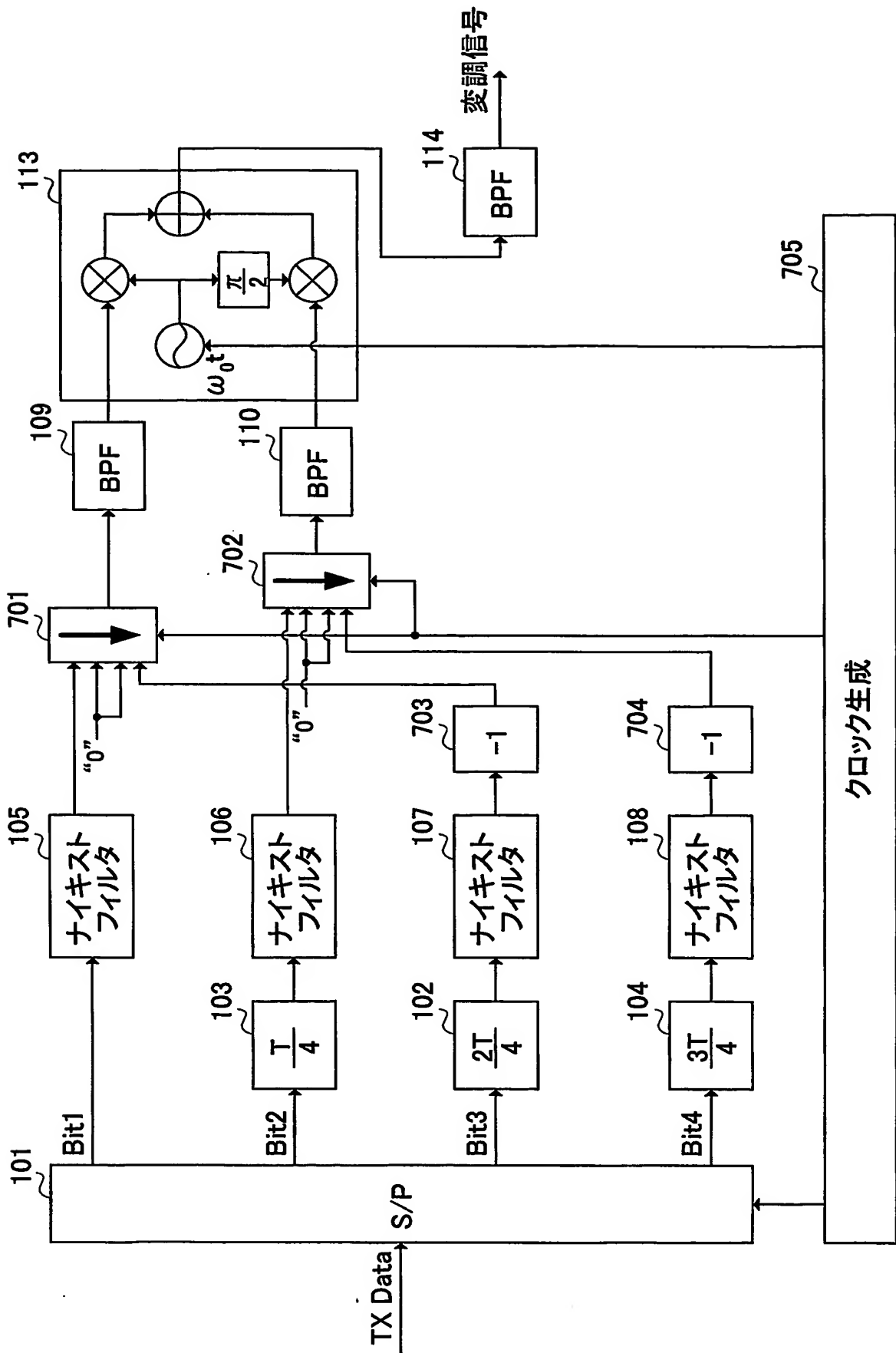


図22

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/006860

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H04L27/18, H04B14/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int.Cl⁷ H04L27/00-27/38, H04B14/02

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
|-----------|--|-----------------------|
| Y | JP 08-149169 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 07 June, 1996 (07.06.96), Par. Nos. [0025] to [0033]; Figs. 1, 5, 6 (Family: none) | 8 |
| Y | JP 04-177946 A (Sony Corp.), 25 June, 1992 (25.06.92), Fig. 2 & US 5172070 A | 8 |
| A | JP 04-501042 A (Motorola, Inc.), 20 February, 1992 (20.02.92), Fig. 2 & US 4816783 A & WO 89/06460 A & EP 400027 A & EP 400027 B1 & DE 3853782 G & CA 1314080 C | 1-13 |

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
09 June, 2004 (09.06.04)

Date of mailing of the international search report
29 June, 2004 (29.06.04)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/006860

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category* | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
|-----------|---|-----------------------|
| A | DEBABRATA SAHA, THEODORE G.BIRDSALL, "Quadrature-Quadrature Phase-Shift Keying", IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol.37, No.5, May 1989, pages 437 to 448 | 1-13 |

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04L27/18, H04B14/02

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H04L27/00-27/38, H04B14/02

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926年-1996年

日本国公開実用新案公報 1971年-2004年

日本国登録実用新案公報 1994年-2004年

日本国実用新案登録公報 1996年-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

| 引用文献の カテゴリー* | 引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示 | 関連する 請求の範囲の番号 |
|-----------------|---|------------------|
| Y | J P 08-149169 A (松下電器産業株式会社), 1996.06.07 [0025] ~ [0033], 第1図, 第5図, 第6図 (ファミリーなし) | 8 |
| Y | J P 04-177946 A (ソニー株式会社), 1992.06.25, 第2図 & US 5172070 A | 8 |
| A | J P 04-501042 A (モトローラ・インコーポレーテッド), 1992.02.20, 第2図 | 1-13 |

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

09.06.2004

国際調査報告の発送日

29.6.2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

田中 庸介

5 K

3149

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

| C (続き) . 関連すると認められる文献 | | |
|-----------------------|---|------------------|
| 引用文献の カテゴリー* | 引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示 | 関連する 請求の範囲の番号 |
| A | &US 4816783 A &WO 89/06460 A &EP 400027 A &EP 400027 B1 &DE 3853782 G &CA 1314080 C | |
| | DEBABRATA SAHA, THEODORE G. BIRDSALL, 'Quadrature-Quadrature Phase-Shift Keying', IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 37, NO. 5, MAY 1989, P. 437-448 | 1-13 |